T.C.
GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

AA-AA TEK FAZLI ÇEVİRİCİNİN DOĞRUSAL OLMAYAN DENETLEYİCİ TASARIMI

NİLGÜN UNAN
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

GEBZE
2019

T.C.
GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

AA-AA TEK FAZLI ÇEVİRİCİNİN DOĞRUSAL OLMAYAN DENETLEYİCİ TASARIMI

NİLGÜN UNAN
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DANIŞMANI
DR. MURAT ŞEKER

GEBZE
2019

T.R.

GEBZE TECHNICAL UNIVERSITY

GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES

NONLINEAR CONTROLLER DESIGN OF THE AC-AC SINGLE-PHASE CONVERTER

NİLGÜN UNAN

A THESIS SUBMITTED FOR THE DEGREE OF MASTER OF SCIENCE

DEPARTMENT OF ELECTRONIC ENGINEERING

THESIS SUPERVISOR

DR. MURAT ŞEKER

GEBZE

2019

GEBZE TEKNİK ÜNİVERSİTESİ	**YÜKSEK LİSANS JÜRİ ONAY FORMU**

GTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 19/12/2018 tarih ve 2018/62 sayılı kararıyla oluşturulan jüri tarafından 04/01/2019 tarihinde tez savunma sınavı yapılan Nilgün UNAN'ın tez çalışması Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

JÜRİ

ÜYE
(TEZ DANIŞMANI) : Dr. Murat Şeker

ÜYE : Prof. Dr. Serkan AKSOY

ÜYE : Dr. Öğr. Üyesi Erdem BİLGİLİ

ONAY

Gebze Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun

...../...../..... tarih ve ...../..... sayılı kararı.

ÖZET

AA-AA çeviriciler, endüstrinin çeşitli kısımlarında ihtiyaç duyulan, gerilimi ve frekansı ayarlanabilen, uç sayısı değiştirilebilen güç kaynakları olarak ve yenilenebilir enerji sektöründe ise güç dönüştürücüsü olarak kullanılmaktadır. AA-AA çeviricilerin bir dizi uygulamalar için sürekli olarak geliştirilmesi, daha yüksek verimlilik, daha düşük hacim, daha düşük ağırlık ve daha düşük üretim maliyetleri gibi gereksinimleri karşılaması gerekmektedir. Bu gereksinimlerin karşılanması için hem çeviricinin tasarımı hem de denetimi optimum şekilde yapılmalıdır.

Bu çalışma AA-AA çeviricilerin denetimi için doğrusal olmayan geri adımlamalı ve kayan kipli denetim yöntemlerine dayalı bir denetleyici tasarımını göstermektedir. Bu tez çalışmasında çeviricinin doğrusal olmayan matematiksel modellerinden yararlanılmış ve tasarım Lyapunov kararlılık ilkelerine dayalı olarak yapılmıştır. Denetimin amacı; güç faktörünün düzeltilmesi, DA-bara gerilim regülasyonu ve tam sinüsoidal çıkış voltajı elde etmektir. Akım ve gerilim izleme hatalarının asimptotik olarak sıfıra yakınsaması sağlanarak istenen referans değerleri elde edilmiştir. Bu çalışmada ayrıca DA-bara çevirici tasarımı Matlab modellemesi ile gerçekleştirilmiş ve performansları benzetim yoluyla incelenerek analizi yapılmıştır.

Bu tez çalışmasında; tek fazlı AA-AA çeviricinin denetim algoritmalarımızın performansı Matlab-simulink ortamında benzetimi yapılmıştır. Tasarlanan denetleyicilerimizin dayanıklılığı kanıtlanmıştır.

Anahtar Kelimeler: AA-AA Çeviriciler, DA-bara Çeviriciler, Geri Adımlamalı Denetim, Kayan Kipli Denetim, Lyapunov Kararlılık.

SUMMARY

AC-AC converters are used as power supplies that can be adjusted in various parts of the industry, whose voltage and frequency can be adjusted, as the number of tip changeable, and as a power converter in the renewable energy sector. AC-AC converters need to meet the requirements of continuous development for a range of applications, such as higher efficiency, lower volume, lower weight and lower production costs. In order to meet these requirements, both the design of the inverter and its control should be done optimally.

This study illustrates a controller design based on nonlinear Backstepping and Sliding Mode Control methods for control of AC-AC converters. In this thesis, non-linear mathematical models of the converter were used and the design was based on Lyapunov stability principles. The purpose of control is to obtain the power factor correction, DC-link voltage regulation and generating a sinusoidal voltage at the output. The desired reference value is obtained by asymtotically convergence to zero of current and voltage tracking errors. In this study, DC-link converter design was realized with Matlab modeling and the performance of the design was analyzed by simulation.

In this thesis; the performance of our single-phase AC-AC converter control algorithms are simulated in the Matlab-simulink. The durability of our designed controllers has been proven.

Key Words: AC-AC Converters, DC-link Converters, Backstepping Control, Sliding Mode Control, Lyapunov Stability.

TEŞEKKÜR

Tez çalışmamın planlanmasında, araştırılmasında ve yürütülmesinde ilgi ve desteğini esirgemeyen, engin bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım, yönlendirme ve bilgilendirmeleriyle çalışmamı bilimsel temeller ışığında şekillendiren danışmanım Dr. Murat ŞEKER'e gönülden teşekkür ederim.

Ayrıca bu tezin hazırlanmasındaki katkılarından dolayı Arş. Gör. Serdar GÖREN'e teşekkürü bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
ÖZET	v
SUMMARY	vi
TEŞEKKÜR	vii
İÇİNDEKİLER	viii
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ	x
ŞEKİLLER DİZİNİ	xii
TABLOLAR DİZİNİ	xiii
1. GİRİŞ	1
1.1. Literatür Araştırması	5
1.2. Tezin Amacı, Katkısı ve İçeriği	7
2. AA-AA ÇEVİRİCİLER	9
2.1. Dolaylı DA-Bara Çeviriciler	9
2.1.1. Darbe Genlik Modülasyonlu Voltaj Kaynaklı Evirici	10
2.1.2. Voltaj Kaynaklı Doğrultucu/Voltaj Kaynaklı Evirici	11
2.1.3. Akım Kaynaklı Doğrultucu/Akım Kaynaklı Evirici	12
2.2. Doğrudan AA-AA Çeviriciler	13
2.2.1. Saykıl Çeviriciler	13
2.2.2 Matris Çeviriciler	14
2.3. Hibrit Matris Çeviriciler	16
2.4. Dolaylı (DA-bara) AA-AA Çeviriciler ile Doğrudan AA-AA Çeviricilerin Karşılaştırılması	18
3. DOĞRUSAL OLMAYAN SİSTEMLERİN DENETİMİ	20
3.1. Lyapunov Kararlılık Prensibi	20
3.1.1. Lyapunov'un 2. Metodu	22
3.2. Geri Adımlamalı Denetim	23
3.3 Kayan Kipli Denetim	27
4. AA-AA ÇEVİRİCİDE DOĞRUSAL OLMAYAN DENETİM TASARIMI VE SİMÜLASYONU	30
4.1. AA-AA Çevirici Devre Modeli	30

4.2. AA-AA Çeviricinin Denetimi 32
4.2.1. Geri Adımlamalı Denetleyici Tasarımı 33
4.2.2. Sonuçlar 39
4.2.3. Kayan Kipli Denetleyici Tasarımı 43
4.2.4. Sonuçlar 46
5. SONUÇLAR VE YORUMLAR 51
KAYNAKLAR 52
ÖZGEÇMİŞ 55
EKLER 56

SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler ve Kısaltmalar		**Açıklamalar**
$\Delta\omega$	:	Hız sapması
Δf	:	Frekans sapması
ΔP	:	Aktif güç sapması
A	:	Tetikleme açısı
α_p	:	Pozitif tetikleme açısı
α_N	:	Negatif tetikleme açısı
Φ	:	Faz
μ_1, μ_2	:	Anahtarlama fonksiyonu
a_i	:	Anahtar darbe sinyali
i_{in}	:	Giriş akımı
v_{in}	:	Giriş gerilimi
v_{dc}	:	DA-bara gerilimi
i_{out}	:	Çıkış akımı
v_{out}	:	Çıkış voltajı
IR^+	:	Pozitif irrasyonel sayılar kümesi
B	:	Denetim katsayısı
z_i	:	Takip etme hatası
V_i	:	Lyapunov aday fonksiyonu
k_i	:	Denetim kazançları
u_1, u_2	:	Denetim sinyalleri
C_0	:	Çıkış kapasitörü
r_0	:	Çıkış direnci
$S(x)$	:	Kayma yüzeyi
$Sgn()$	:	İşaret fonksiyonu
x_i	:	Durum değişkenleri
α_i	:	Denetim kazançları
AA	:	Alternatif Akım
DA	:	Doğru Akım

AC	:	Alternating Current
DC	:	Direct Current
CMOS	:	Complementary Metal Oxide Semiconductor
MOSFET	:	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
IGBT	:	Insulated-Gate Bipolar Transistor
DGM	:	Darbe Genişlik Modülasyonu
Oİ	:	Oran-İntegral
OİT	:	Oran-İntegral-Türev
OT	:	Oran-Türev
KKD	:	Kayan Kipli Denetim
DSİ	:	Dijital Sinyal İşleme
DGM-VKE	:	Darbe Genlik Modülasyonlu Voltaj Kaynaklı Evirici
VKD-VKE	:	Voltaj Kaynaklı Doğrultucu/Voltaj Kaynaklı Evirici
AKD-AKE	:	Akım Kaynaklı Doğrultucu/Akım Kaynaklı Evirici
B2B	:	Back to Back
Kw	:	Kilowatt
UVM	:	Uzay Vektörlü Modülasyon
TGTÇ	:	Tek Giriş Tek Çıkış
ÜGTÇ	:	Üç Giriş Tek Çıkış
ÜGÜÇ	:	Üç Giriş Üç Çıkış

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil No:		Sayfa
1.1:	Güç Elektroniğinin Disiplinler Arası Doğası.	2
1.2	Güç Elektroniği Sistemi.	2
2.1:	AA-AA Çevirici Sınıflandırması.	9
2.2:	Darbe Genişlik Modülasyonlu Voltaj Kaynaklı Evirici (DGM-VKE)	10
2.3:	Back-to-Back Voltaj Kaynaklı Evirici (B2B-VKE)	11
2.4:	Back-to-Back Akım Kaynaklı Evirici (B2B-AKE).	12
2.5:	TGTÇ Saykıl Çevirici.	14
2.6:	Matris Çevirici.	15
2.7:	Matris Çeviriciler için Modülasyon Metodları.	16
2.8:	Hibrit Matris Çevirici (Tek aşamalı).	17
2.9:	Hibrit Dolaylı Matris Çevirici (İki Aşamalı).	18
3.1:	İki boyutlu $\mathbb{R}^2$ düzleminde Lyapunov kararlılık durumu.	22
4.1:	DA-Bara Çevirici.	30
4.2:	Anahtarlama algoritması modeli.	31
4.3:	Denetleyicinin Blok Diyagramı.	33
4.4:	Giriş Akım Denetim Döngüsü.	33
4.5:	Çıkış Akım Denetim Döngüsü.	35
4.6:	DA-bara Voltaj Denetleyici Yapısı.	37
4.7:	Voltaj döngüsü blok diyagramı.	39
4.8:	Giriş akımı i_{in}	40
4.9:	Giriş Voltajı V_{in} ($V_{in}/6$) ve Giriş Akımı i_{in}.	41
4.10:	Çıkış voltajı V_{out}	41
4.11:	Çıkış voltajı V_{out} ve Referans Çıkış voltajı V_{outref}	41
4.12:	DA-bara Voltajı V_{dc} ve V_{dcref}.	42
4.13:	Denetim sinyali $\mu_{1.}$	42
4.14:	Denetim sinyali μ_2	42
4.15:	Takip Etme Hatası e_1.	43
4.16:	Takip Etme Hatası e_4.	43
4.17:	Giriş akımı i_{in}	47

4.18: Giriş Voltajı V_{in} ($V_{in}/6$) ve Giriş Akımı i_{in} 48
4.19: Çıkış voltajı V_{out} 48
4.20: Çıkış voltajı V_{out} ve Referans Çıkış voltajı V_{outref} 48
4.21: DA-bara Voltajı V_{dc} ve V_{dcref} 49
4.22: Denetim sinyali μ_1 49
4.23: Denetim sinyali μ_2 49
4.24: Takip Etme Hatası e_1. 50
4.25: Takip Etme Hatası e_4. 50

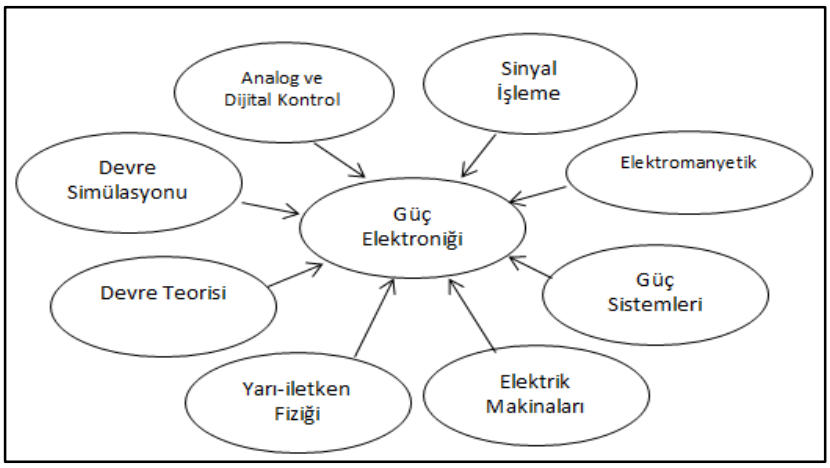
TABLOLAR DİZİNİ

Tablo No:		**Sayfa**
4.1:	Geri adımlamalı ve Kayan kipli denetim için performans karşılaştırma verileri (0.1 s)	47
4.2	Geri adımlamalı ve Kayan kipli denetim için performans karşılaştırma verileri (1 s)	47
B.1.1	Benzetimde kullanılan parametre değerleri.	56

1. GİRİŞ

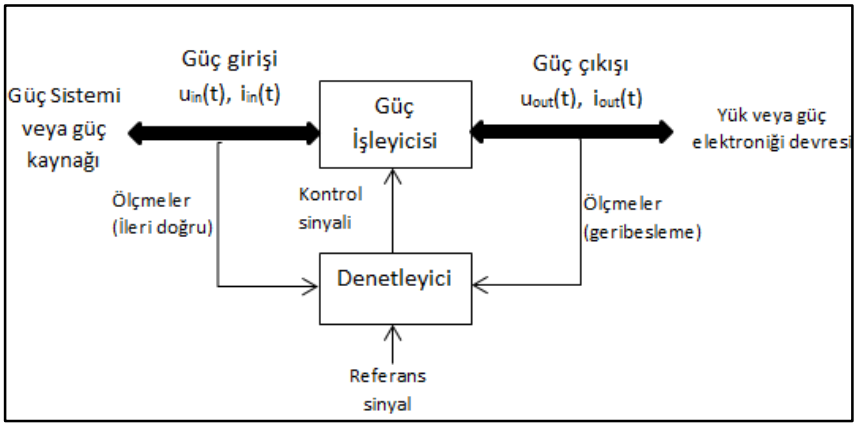
Güç elektroniği geniş uygulama alanı ile modern teknolojide ve bilimsel çalışmalarda önemli bir yer tutmaktadır. Yüke verilen enerjinin kontrol edilmesi ve enerji şekillerinin birbirine dönüştürülmesi ile ilgilenen bilim dalıdır. Son 30 yılda güç elektroniğinin etkinliği büyük ölçüde genişlemiştir. Bu genişlemenin nedeni mikroişlemciler, DSİ (dijital sinyal işleme), CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductors), analog-sayısal dönüştürücüler, sayısal-analog dönüştürücüler, özellikle MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) ve IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) başta olmak üzere güç yarıiletkenleri gibi mikroelektronik alanlarındaki kapsamlı gelişmelerdir. Bu gelişmeler sayesinde dönüştürücülerdeki uygulama aralıkları birkaç amper ve yüz voltdan ,binlerce amper ve kilovolt'a yüzlerce hertz cinsinden bir anahtarlama frekansıyla değiştirilmiştir. Bu nedenle güç elektroniği devreleri güç sistemleri, sanayi, telekomünikasyon, ulaşım, ticaret vb. alanları ile dijital kameralar, cep telefonları, bilgisayarlar ve taşınabilir medya oynatıcıları gibi modern popüler cihazlarda dahil olmak üzere bir çok alanda kullanılmaktadır [1].

Güç elektroniği bilim ve teknolojinin zor bir alanı olup bu alanda çalışan mühendisler güç sistemleri, elektrik makinalari, sinyal işleme, analog ve dijital kontrol, elektronik, elektromanyetik uyumluluk, katı hal elektroniği, gömülü yazılım tasarımı, devre teorisi, devre simülasyonu, elektromanyetik teori, termik tasarım vb. alanlarla da ilgili kapsamlı bilgiye sahip olmayı gerektirir. Şekil 1.1'de güç elektroniği ile ilgili alanlar gösterilmiştir.



Şekil 1.1: Güç elektroniğinin disiplinler arası doğası.

Düzgün işleyen güç elektroniği cihazları üretmek için tüm bu disiplinler göz önünde bulundurulmalıdır. Bir güç elektroniği sisteminin basitleştirilmiş diyagramı Şekil 1.2' de gösterilmektedir.



Şekil 1.2: Güç elektroniği sistemi.

Bir güç elektroniği sisteminin basitleştirilmiş diyagramı Şekil 1.2' de gösterilmektedir. Bu sistemde optimal olarak ayarlanmış bir biçimde gerilim ve akım sağlayarak elektrik enerjisi akışını işler ve denetler. Güç girişi tipik bir güç sistemi, elektrokimyasal pil, güneş pilleri veya yakıt pilleri vb. olabilir. Giriş gücü doğru akım (DA) veya alternatif akım (AA) olabilir: tek fazlı, iki fazlı, üç fazlı veya daha fazladır. Çıkış gücü başka bir güç sistemine, devreye veya yüke bağlıdır. Güç elektroniği devresi, istenilen sonuçların elde edilmesi için gereken referans değeri ile çıkış gücünü (geri besleme) ve giriş gücünü (ileriye doğru) karşılaştıran bir denetleyici tarafından izlenir. Denetleyici, genelde analog veya sayısal yöntemler

kullanılarak tasarlanmaktadır. Tasarım sürecinde optimize edilecek olan sistemi tanımlarken, genel yapının maliyeti, göstergesi, güç verimliliği, güç kalitesi ve güvenilirliği göz önüne alınmalıdır. Çalışma ve enerji verimliliği bakımından iyi bir çevirici tasarımı, uygun topoloji, denetim ve komponent türlerinin seçilmesine, voltaj ve akım taşıma kapasitelerinin boyutlandırılmasına ve anahtarlama frekansının seçilmesine bağlıdır [1].

Tüm elektronik güç dönüştürücüleri yaygın olarak kullanılmakla birlikte, AA-AA dönüştürücüler, AA gücün çoğu uygulamada doğrudan kullanılamamasından dolayı önemli bir yere sahiptir. Örneğin, değişken hız sürücülerinde, asenkron motorları farklı hızlarda çalıştırmak için değişken frekans ve genlikte AA güç kaynağı olması gerekmektedir. Bu amaçla sabit gerilim ve frekanslı bir AA kaynaktan değişken genlik ve frekansta bir gerilim elde etmek için tasarlanan devrelere AA-AA çeviriciler denir. AA-AA çeviriciler dolaylı (DA-bara çeviriciler, AA-bara çeviriciler,) ve doğrudan(saykıl çeviriciler, matris çeviriciler) olmak üzere iç yapısındaki güç transfer barasının tipine göre sınıflandırılmaktadır. DA-bara çeviriciler iki kısımdan meydana gelir ve sırasıyla AA-DA-AA dönüşümü yapar. İlk olarak AA dalga formu doğrultucu vasıtasıyla DA dalga formuna dönüştürülür ve daha sonra elde edilen DA dalga formu evirici devresi yardımıyla AA dalga formuna dönüştürülür. Evirici katındaki beslenmesine göre akım kaynaklı evirici ve gerilim kaynaklı evirici olmak üzere ikiye ayrılır. Bu tip çeviricilerde güç transferi iki yönlü kullanılabilmekte ve çıkış gerilimi ve frekansı giriş gerilimi değerinden bağımsız olarak istenen değerde olabilmektedir. Doğrudan AA-AA çeviriciler sabit frekans ve sabit genlikli bir gerilimden herhangi bir DA hattı veya ara enerji depolama birimi olmaksızın frekansı ve genliği ayarlanabilir bir gerilim elde edebilmektedir. Bu tip çeviricilerde çok sayıda anahtara ihtiyaç duyulur ve denetimleri zordur. Frekans çeviricileri olarak da adlandırılan saykıl ve matris çevirici gibi çeşitleri bulunmaktadır [2],[3].

AA-AA çeviricide bir yüke uygulanan dalga formunun genliğinin, frekansının, fazının optimal bir şekilde denetlenmesi için çeşitli yöntemler kullanılmıştır. Bu yöntemlerde denetim için ilk olarak sistemin tüm parametrelerini içeren matematik modellemesi oluşturulur. Bu modele göre bir denetim algoritması seçilerek benzetim çalışması yapılır ve daha sonra gerçeklenir. AA-AA çeviriciler, devrede kullanılan BJT (Bipolar Junction Transistor), MOSFET, IGBT, tristör gibi anahtarlama elemanlarının doğrusal olmaması ve zamanla değişen karakteristiğe sahip olması,

devrenin doğrusal olmayan kapasite ve bobin içermesi ve DGM (Darbe Genişlik Modülasyonu), denetleyiciler gibi doğrusal olmayan elemanlardan dolayı doğrusal olmayan yapıya sahiptirler. Bu devrelerin denetimi için sistemdeki hata sinyalinin kendisi, integrali ve türevi ile orantılı bir çıkış üreten Oran-İntegral (Oİ) ve Oran-İntegral-Türev (OİT) gibi basit ve kolay uygulanabilir denetleyici türleri kullanılmaktadır [4]. Diğer bir yandan ise bu denetleyiciler parametre değişimlerine ve dış bozuculara karşı hassas oldukları için etkin bir denetim sağlayamayabilirler. Günümüze kadar gelen uygulamalarda Oİ, OT (Oran-Türev), OİT denetim yöntemi geniş bir kullanıma sahiptir. OİT denetiminin iyi sonuçlar vermesi özellikle tasarım açısından basitliğinden ve nispeten geniş çalışma koşullarında iyi performans göstermesinden kaynaklanmaktadır. Bununla birlikte özellikle denetlenen sistemlerin doğrusal olmayan dinamikleri bu yöntemde denetim tasarımında hatalı sonuçlar yaratır [5].

AA-AA çeviricilerin denetiminde uygulanan denetimi daha verimli hale getirmek ve matematik model belirsizliği, parametre değişimleri, dış bozucu belirsizliklerini minimize etmek için modern denetim teoremlerine dayanan denetleyici tasarımları geliştirilmiştir. Doğrusal olmayan bu sistemlerde Geri Adımlamalı Denetim (Backstepping Control), Kayan Kipli Denetim (Sliding Mode Control), Gürbüz Denetim (Robust Control), Bulanık Mantıklı Denetim (Fuzzy Logic Control) gibi denetim yöntemleri uygulanmaktadır.

Geri adımlamalı denetim, sistem parametrelerindeki belirsizlikler ve bozucu girdilere karşı oldukça duyarsız bir denetim sistemi elde edilmesini olanaklı kılar. Bir başka deyişle, sistem parametreleri için modellemede göz önüne değerlerle gerçek büyüklükleri arasında meydana gelebilecek büyük farklılıklar ve ayrıca sisteme dışarıdan etkiyen denetimsiz girdiler, denetim sistemi başarımında belirgin bir düşmeye sebep olmaz. Nihai denetim girdisini elde edebilmek için sistem dinamik denklemlerinin doğrusallaştırılmasını gerektirmemesi de yöntemin bir diğer üstünlüğüdür[26]. Geri adımlama yöntemi Lyapunov'un ikinci kararlılık yaklaşımının bir uzantısı olup durum uzayı vektörünün her elemanına birer sanal girdi tanıtarak teker teker Lyapunov kararlılığını sağlayan özyinelemeli bir yaklaşımdır. Lyapunov kararlılığı matematiksel olarak son adımda elde edilmektedir.

Modern denetim yöntemlerinden biri olan kayan kipli denetim, bozucu etkiler ve parametre değişikliklerine karşı dayanıklı bir denetim elde etmeyi amaçlar. Kayan kipli denetim yönteminde sistem durumları, durum uzayı üzerinde önceden

belirlenen bir yüzeyde tutulmaya çalışılır. Sistem durumları, tanımlanmış olan yüzeyin diğer tarafına geçtikçe, denetim sinyali de önceden tanımlı değerlerden birine atlar. Amaç, kapalı döngü sistem dinamiklerinin yalnızca bu yüzey tarafından belirlenmesini sağlamaktır. Böylece, parametre belirsizliklerinin ve gürültünün sistem çıkışı üzerindeki etkisi ortadan kaldırılmış olur. Kayan kipli denetim yönteminin bir diğer avantajı, sistem dinamiği ifadelerinin doğrusallaştırılmış olmasını zorunlu kılmamasıdır. Bunun yanı sıra, sistem kayma evresindeyken elde edilen yapı, denetlenen sistemden daha düşük dereceli bir dinamikle ifade edilebilmektedir.

Bu çalışma AA-AA çeviricilerin denetimi için doğrusal olmayan geri adımlama ve kayan kipli denetim yöntemine dayalı bir denetleyici tasarımını göstermektedir. Bu çalışmada çeviricinin doğrusal olmayan matematiksel modellerinden yararlanılmış ve tasarım Lyapunov kararlılık ilkelerine dayalı olarak yapılmıştır. Denetimin amacı; akım ve gerilim izleme hatalarının asimptotik olarak sıfıra yakınsaması sağlanarak, güç faktörü düzeltmesi, DA-bara gerilim regülasyonu ve tam sinüsoidal çıkış voltajı elde etmektir. Bu çalışmada ayrıca DA-bara çevirici ve iki farklı denetleyici tasarımının benzetimi gerçekleştirilmiş ve sonuçları tartışılmıştır.

1.1. Literatür Araştırması

Güç sistemlerinin kararlılığını ve verimliliğini geliştirmenin en önemli yollarından biri gelişmiş ve güçlü denetim tekniklerinin uygulanmasıdır. Geçtiğimiz 50 yıl boyunca bu denetim tekniklerinin geliştirilmesi ve iyileştirilmesi için birçok araştırma yapılmıştır.1970'lerden önce tek değişkenli geri beslemeli denetim teknikleri mevcuttu. Bu tür denetleyiciler iki biçime sahiptir: oran denetletici ve oran-integral-türev (OİT) denetleyici. 1970'lerde ise Demello ve Concordia terminal voltaj sapmasının yanı sıra, hız sapması ($\Delta\omega$), frekans sapması (Δf) veya aktif güç sapması (ΔP) olabilecek başka bir girdi olarak ek bir geri besleme değişkeni alan bir denetim tekniği önermiştir. Bu denetim tekniği Sovyetler Birliği araştırmacıları tarafından kendi dizayn metodu "multi-variable partition in D domain" olarak adlandırılarak geliştirilmiştir. Bu denetim tekniği, terminal voltajının sapmasının yanı sıra, akımı, frekansın sapmalarını, aktif gücün ve birinci dereceden türevlerini

geri besleme değişkenleri olarak eklemiştir. Bununla birlikte, uyguladığı teori ve yöntemin sınırlamaları nedeniyle beklenen denetim etkilerine ulaşmamıştır [6].

1970'lerde doğrusal olmayan sistemler ve elektronik devreler üzerindeki uygulamaları üzerine çalışmalar yoğunlaşmıştır. 1984 yılında Brockett'in ve Wood'un araştırmasıyla DA-DA dönüştürücülerinin doğrusal olmayan dinamikleri üzerinde çalışmalara başlanmıştır. O zamandan beri, güç elektroniği devrelerindeki kaos ve doğrusal olmayan olaylar farklı araştırma gruplarının ilgisini çekmiştir [7].

Mohamed ,Rachid ve Zinelaabidine 2016 yılında yaptıkları doğrudan bir AA-AA çeviriciden beslenen asenkron jeneratör modelinin analizine dayanan çalışmada iki doğrusal olmayan algortima: kayan kipli denetim ve adaptif bulanık mantık ile aktif ve reaktif güçleri denetlemek için kullanmışlardır. Bu iki algoritma geleneksel PI denetleyici ile referans takibi, dayanıklılık, ani parametre değişimlerine cevap gibi performansları karşılaştırılmış ve kayan kipli denetleyicinin diğer iki algoritmaya daha etkin bir algoritma olduğu sonucuna varılmıştır [8].

2009 yılında Chen ve Yao matris AA-AA çevirici tasarımını kayan kipli denetim tekniği ile DSİ TMS320LF2407A denetleyicisini kullanarak gerçekleştirmişlerdir. Anahtarlama konfigürasyonu ve denetim yasaları bu dijital sinyal işlemcisi ile yürütülmüştür. Matris çeviricinin performansının kayma yüzeyinin yapay sinir ağıyla ayarlanarak iyileştirildiği, sistemin hem iyi bir geçici cevap hem de iyi bir yük bozulma tepkisi sağladığı gösterilmiştir [9].

1995 yılında Luigi ve arkadaşları AA/DA/AA DGM tekniği ile DA-bara çevirici gerçekleştirmiştir. Doğrudan ve diğer yüksek enerji depolama elemanı bulunan çeviricilere göre bazı uygulamalardaki avantajlarından bahsedilmiştir. Yüksek güç faktörü ve sinüzoidal giriş akımını kompleks olmayan bir denetim yöntemi ile gerçekleştirmişlerdir. Üçüncü dereceden bir alçak geçiren filtre kullanmış ve bu filtrenin bant genişliği ile kontrol bant genişliği eşit tutulmuştur. Enerji depolama kapasitörlerinin önemli ölçüde azaltılmasından dolayı, yarı-doğrudan dönüştürücülerin doğal olarak geleneksel çözümlerden daha küçük ve daha ucuz ve daha yüksek güç yoğunluğu ve geliştirilmiş güvenilirliğe sahip olduğu ortaya çıkmaktadır [10].

2007 yılında Gupta ve arkadaşları matris çevirici tabanlı AA motor sistemi için yeni bir denetleyici tasarımı ve uygulanması incelemiştir. Anahtarlama stratejisini, koordinat dönüşümünü, hız denetimini ve pozisyon denetimini içeren tüm denetim algoritmaları, dijital sinyal işlemcisi TMS320C40 kullanarak gerçekleştirmişlerdir.

Adaptif geri adımlamalı denetim yöntemi, Lyapunov fonksiyonu kullanılarak uygulanmış ve Oİ denetim yöntemi ile karşılaştırılmıştır. Geri adımlamalı denetleyicinin iyi bir geçici cevap hem de iyi bir yük bozulma tepkisi sağladığı gösterilmiştir [11].

A. El Fadili, F. Giri DA-bara AA-AA çevirici ile AA motor denetiminin sağlanması üzerine çalışmada bulunmuşlardır. Denetim hedefleri ise (i) tatmin edici rotor hız referansı izleme, (ii) DA-bara voltajını düzenlemek, (iii) güç kaynağı hattına göre tatmin edici bir güç faktörü düzeltmesini (GFD) sağlamaktır. Bu tür sistemlerde AA besleme hattında görülen doğrusal olmayan bir yük olarak davranması sonucu istenmeyen akım harmoniklerinin oluşması muhtemeldir ve güç faktörü düzeltmesi bunun için gereklidir. Bu çalışmada önceki çalışmaların aksine [12,13] AA/DA doğrultucunun dinamiklerini ihmal eden basitleştirilmiş denetim teknikleri değil, hem AA/DA doğrultucu hem de DA/AA evirici denetimi için doğrusal olmayan geri adımlamalı denetim tekniği kullanılmıştır. Denetleyici performasının değerlendirilmesi için Lyapunov kararlılık teoremi kullanılmıştır. Kapalı çevrim global asimptotik kararlılık ile tüm denetim hedeflerinin çok küçük harmonik hatalarla sağlandığını kanıtlamışlardır [14].

1.2. Tezin Amacı, Katkısı ve İçeriği

AA-AA çeviriciler, AA gücün çoğu uygulamada doğrudan kullanılamamasından dolayı elektronik güç dönüştürücüleri arasında önemli bir yere sahiptir. AA-AA çeviriciler yapıları gereği doğrusal olmayan devrelerdir. Bu yapıları nedeniyle oluşabilecek olumsuzlukları tamamen önlemek ya da minimize etmek amacıyla optimum şekilde denetlenmeleri gerekmektedir. Bu tezde, tek fazlı DA-bara çevirici tasarlanmış ve girişteki harmonik etkilerini yok etmek, DA-bara voltajını düzenlemek, çıkışta istenen sinüsoidal dalga formunda gerilimi elde etmek için iki tip denetleyici tasarlanmıştır. Tezin amacı, tek fazlı DA-bara çeviricinin denetiminde uygulanan denetimin verimli hale getirildiğini benzetim sonuçları ile göstermektir.

Tez toplamda beş bölümden oluşmaktadır. Birinci bölüm giriş bölümü olup AA-AA çeviricilerin öneminden ve denetiminin gerekliliğinden bahsedilmektedir. Ayrıca konu ile ilgili daha önce yapılan çalışmaların literatür taraması verilmektedir.

İkinci bölümde AA-AA çeviricilerin çeşitleri ve yapıları ele alınmaktadır. Bu çeşitler birbirleri ile karşılaştırılarak avantaj ve dezavantajlarından bahsedilmektedir.

Üçüncü bölümde doğrusal olmayan sistemlerin denetimi ile ilgili bilgiler verilmektedir. Geri adımlamalı denetim ve kayan kipli denetim yöntemleri anlatılmaktadır.

Dördüncü bölümde DA-bara çevirici devre modeli oluşturulmakta, geri adımlamalı ve kayan kipli denetleyici tasarımları bu devre için başarılı şekilde gerçekleştirilmektedir. Gerçekleştirilen bu devrenin Matlab simülink ile benzetimi yapılarak istenen dalga şekilleri elde edilmekte ve benzetim sonuçları yorumlanmaktadır.

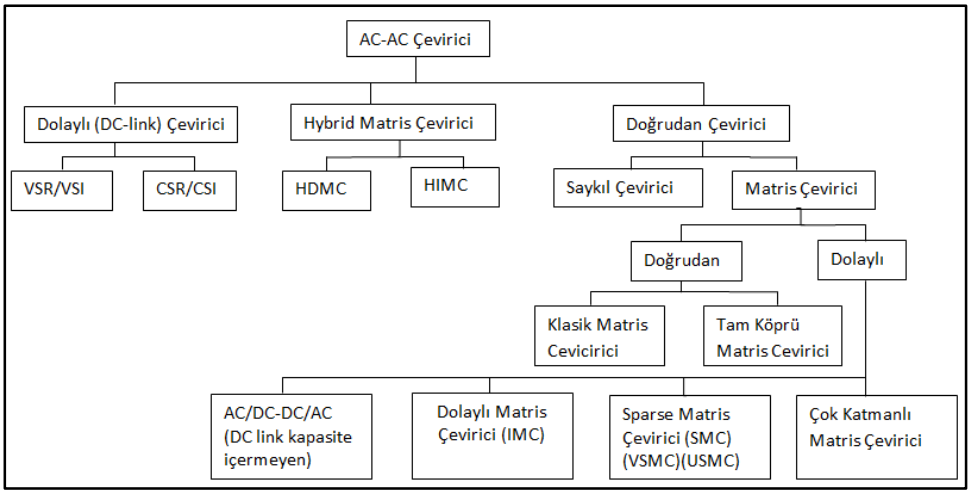
Son bölümde ise sonuçların değerlendirilmesi yapılmaktadır. AA-AA çeviriciler için uyguladığımız denetim yöntemlerimizin etkinliği tartışılmaktadır ve benzetim sonuçları yorumlanmaktadır.

2. AA-AA ÇEVİRİCİLER

AA-AA çeviriciler diğer endüstriyel uygulamalarda uygulanan güç anahtarlama devrelerinin yeni geliştirilmiş gruplarıdır. Sabit gerilim ve frekanslı bir AA gücün denetlenerek ayarlanabilir frekans ve gerilimli bir AA güce dönüştürülmesi AA-AA çeviriciler ile gerçeklenmektedir. Günümüzde, gerçekleştirdikleri sistemlerin performansını, verimliliğini ve güvenilirliğini artıran çeşitli AA-AA çevirici devreler kullanılmaktadır. Bu devreler Şekil 2.1'de görüldüğü gibi pek çok farklı kategorilerde incelenirler. Genel olarak AA-AA çeviricilerin kullanım alanları şöyledir:

•Değişken hızlı asenkron motor sürücü devreleri
•Kesintisiz güç kaynakları
•Endüksiyonla ısıtma sistemleri
•AA gerilim regülatörleri [15]

Bu bölümde aşağıdaki AA-AA çevirici yapıları ve çalışmaları anlatılmış, birbirleri ile karşılaştırılarak avantaj ve dezavantajları ortaya konmuştur.



Şekil 2.1: AA-AA çevirici sınıflandırması.

2.1. Dolaylı DA-Bara Çeviriciler

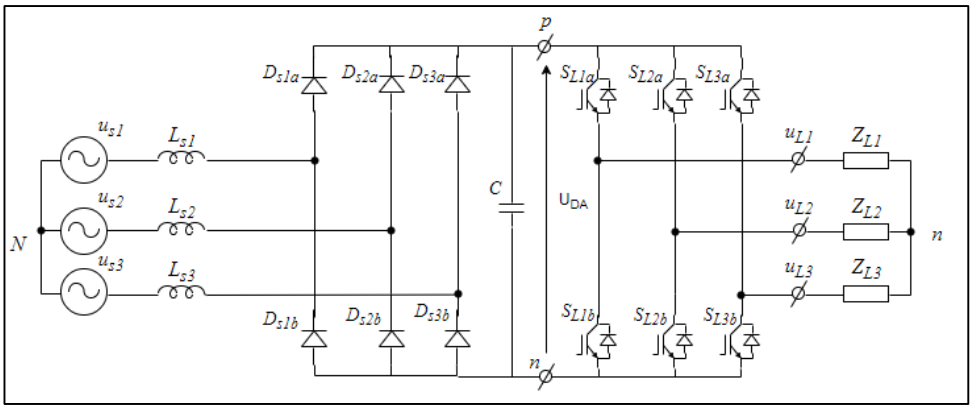
DA-bara çeviriciler iki kısımdan meydana gelir ve sırasıyla AA-DA-AA dönüşümü yapar. İlk olarak AA dalga formu doğrultucu vasıtasıyla DA dalga

formuna dönüştürülür ve daha sonra elde edilen DA dalga formu evirici devresi yardımıyla AA dalga formuna dönüştürülür. Çoğunlukla kullanılan üç tip DA-bara çeviri vardır:

- DGM-VKE (Darbe Genlik Modülasyonlu Voltaj Kaynaklı Evirici)
- VKD-VKE (Voltaj Kaynaklı Doğrultucu/Voltaj Kaynaklı Evirici)
- AKD-AKE (Akım Kaynaklı Doğrultucu/Akım Kaynaklı Evirici)

2.1.1. Darbe Genlik Modülasyonlu Voltaj Kaynaklı Evirici

En geleneksel AA-AA güç çevirici topolojisi, Şekil 2.2'de gösterildiği gibi diyot doğrultucu ve kapasite içeren darbe genlik modülasyonlu voltaj kaynaklı eviricidir [16].



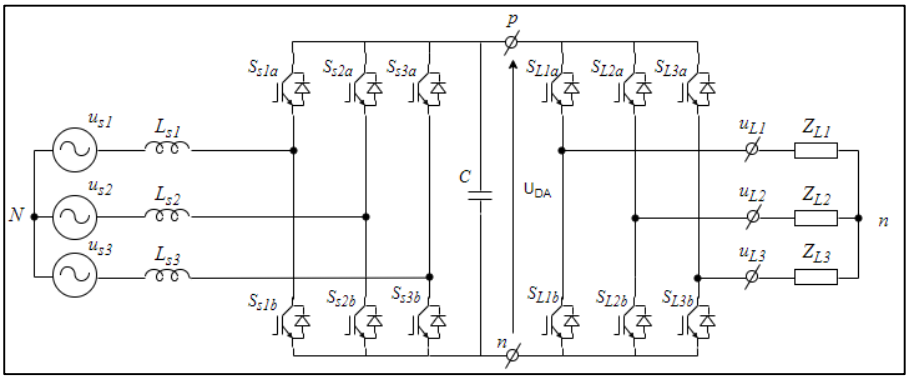
Şekil 2.2: Darbe Genlik Modülasyonlu Voltaj Kaynaklı Evirici.

Bu çeviriciye voltaj kaynaklı eviricili iki seviyeli dolaylı çevirici de denmektedir. Bu devre, enerji depolama elemanı ve iki dönüştürücü bölümünden oluşmaktadır. DA-bara kondansatörü, iki ayrı AA dönüştürücü kademesini ayırır ve iki kademenin bağımsız denetimini sağlar. Çıkış dalgasının denetimi evirici bölümündeki elemanların çalışma oranlarının modülasyonu ile gerçekleştirilir, böylece endüktif yükte istenilen genlik ve frekansta sinüsoidal dalgaya en yakın çıkış akımı üretilir. Bu çeviricide kaynak akımı bozulmuştur ve yüksek miktarda düşük harmonikler içerir (5.ve 7.). Şebekedeki diğer elektrik sistemleri ile girişimde bulunan düşük akım harmonikleri ortak bağlantı noktasındaki gerilimi bozabilir. Doğrultucu diyotlarda akım yönü tersine çevrilemezken, DA bara geriliminin bozucu

seviyelere ulaşmasını engellemek için enerji akışını tersine çevirmek adına bazı metodlar uygulanmalıdır. Çözüm olarak doğrultucu tarafında IGBT köprüsü kullanılır.

2.1.2. Voltaj Kaynaklı Doğrultucu/Voltaj Kaynaklı Evirici

Darbe genlik modülasyonlu voltaj kaynaklı eviricilerde, doğrultucu tarafındaki diyotlar akım yönünü tersine çevrilemez DA bara geriliminin bozucu seviyelere ulaşmasını engellemek için enerji akışını tersine çevirmek adına doğrultucu tarafında diyot yerine IGBT, MOSFET gibi yarıiletkenler kullanılır. Bu çevirici back-to-back voltaj kaynaklı evirici (B2B-VKE) ya da VKD-VKE olarak adlandırılır ve bu çevirici Şekil 2.3'te gösterilmektedir.

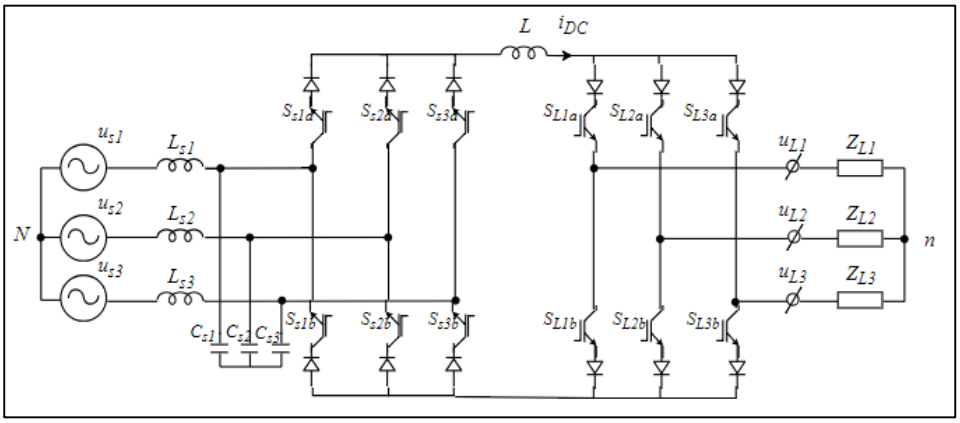


Şekil 2.3: Back-to-Back Voltaj Kaynaklı Evirici.

Back to back çevirici, ayrı ayrı denetlenmelerine olanak sağlayan ortak bir DA-bara ile bağlı zorlamalı komütasyonlu doğrultucu ve evirici devreden oluşur. Voltaj kaynaklı eviricinin girişinde düzgün bir gerilim sağlanması için yüksek kapasiteli bir kondansatör ilave edilir. Bu eviricinin giriş empedansı çok küçük olup, çıkıştaki gerilimin dalga şekli yükten bağımsızdır. Voltaj kaynaklı eviricilerde çıkış gerilimi kare dalga formunda olup, oluşan akım dalga formları ise yüke bağlı olarak sinüsoidal dalga formuna yakındır. Günümüzde yaygın olarak voltaj kaynaklı eviriciler kullanılmaktadır. B2B-VKE kaynak tarafında indüktor filtre gerektirir, düşük ve orta güç dönüştürücüleri için bu indüktör DA-bara kapasitöründen daha büyük olmasından dolayı problem teşkil eder. Buna alternatif çözüm olarak verilen akım kaynaklı evirici gösterilebilir.

2.1.3. Akım Kaynaklı Doğrultucu/Akım Kaynaklı Evirici

Akım kaynaklı eviricinin girişinde sabit bir akım değeri elde etmek için büyük değerde bir endüktans bulunmaktadır (Şekil 2.4). Bu eviricinin giriş empedansı daha büyük olup çıkıştaki akımın dalga şekli yükten bağımsızdır. Akım kaynaklı eviricilerde çıkış akımı kare dalga formunda olup, oluşan gerilim dalga formu ise yüke bağlı olarak sinüsoidal dalga formuna yakındır. Yaygın olarak büyük güç gerektiren uygulamalarda kullanılır. Akım kaynaklı çeviriciler girişinde alçak geçiren LC filtre gerektirir. Ayrıca, her bir anahtarlama elemanı ile seri bağlı bir diyot kullanılmasını da gerektirebilir. Fakat bu yarıiletkenin iletkenlik kayıplarının ve devrenin karmaşıklığını artırır.



Şekil 2.4: Back-to-Back Akım Kaynaklı Evirici.

Gerilim kaynaklı ve akım kaynaklı eviriciler arasında yapılacak seçim yükün özelliğine göre değişir. Eğer yük harmonik akımlara karşı yüksek empedans gösteriyorsa, gerilim kaynaklı evirici tercih edilmelidir. Buna karşılık yük, harmonik akımlara karşı düşük empedans gösteriyorsa akım, yükte sinüsoidal dalga şekline yakın bir gerilim oluşturabilecektir. Bu durumda ise akım kaynaklı evirici kullanmak daha uygun olacaktır [17].

Dolaylı AA-AA çeviricilerde, DA enerji depolama birimi, doğrultucu ve evirici devrelerdeki anahtarlama elemanlarının boyutuna nispeten büyük olup birkaç kW'dan daha büyük güç seviyeleri için çeviricinin toplam hacminin %30'undan %50'sine kadarını işgal eder ve sınırlı ömürlü bir bileşendir. Buna ek olarak, kapasitörün varlığı, güç dönüştürücüyü 300°C'ye kadar yüksek sıcaklık uygulamalarına önemli ölçüde sınırlar çünkü bu kapasitörler sıcaklık duyarlıdır.

Akım kaynaklı eviricide kullanılan endüktör ise voltaj kaynaklı eviricide kullanılan kapasitöre göre daha ağır ve büyüktür.

Gerilim kaynaklı çeviricilerde çıkış akım ve geriliminin denetimi çeşitli modülasyon ve denetim teknikleriyle sağlanmaktadır. Tek fazlı çeviricilerde gerilim denetimi için faz denetim yöntemi uygulanır ve anahtarlara uygulanan sinyallerde faz kaydırması yapılır. Faz kaydırmasının büyüklüğüne göre çıkıştaki gerilimin efektif değeri değişir. Üç fazlı çeviricilerde ise çoğu uygulamada yaygın olarak Darbe Genlik Modülasyon ve Uzay Vektörlü Modülasyon teknikleri kullanılmaktadır. DGM tekniğinde yüksek frekanslı bir taşıyıcı üçgen dalga ile istenen çıkış frekansındaki bir referans sinüs dalgası karşılaştırılır ve bu karşılaştırma ile anahtarlama durumu belirlenir. UVM (Uzay Vektörlü Modülasyon) tekniğinde ise uzay vektör teorisi kullanılarak anahtarların iletim ve kesimde kalma durumları belirlenir. Bu teknikte bazı kısıtlamalar vardır. Bu kısıtlamalar girişlerin kısa devre edilmemesi ve çıkışın hiçbir zaman açık devre yapılmamasıdır.

2.2. Doğrudan AA-AA Çeviriciler

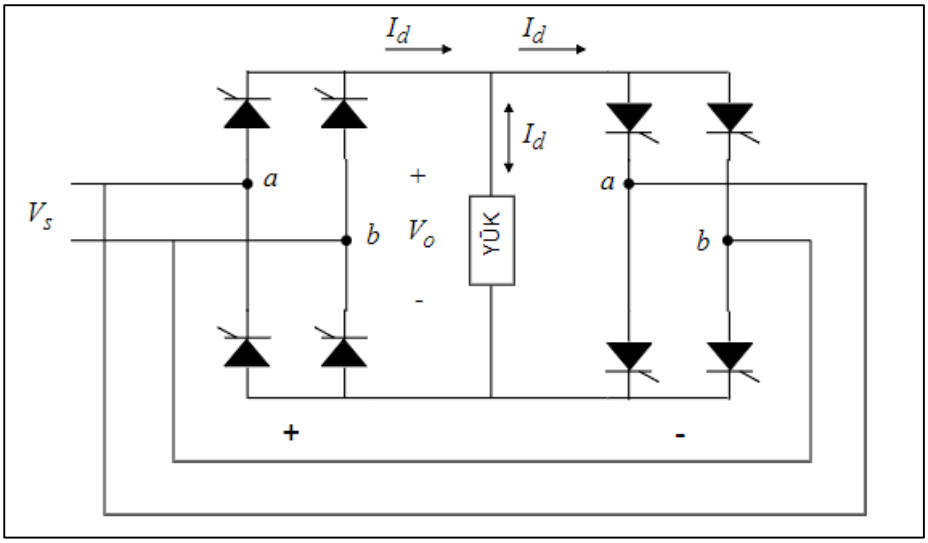
Sabit frekans ve sabit genlikli bir AA gerilimden herhangi bir DA-bara olmaksızın frekansı ve genliği ayarlanabilir bir gerilim elde edilebilen çeviricilere doğrudan AA-AA çeviriciler denir. Anahtar grubundan oluşan bu çeviriciler devrenin çıkış hatlarından herhangi birini giriş hatlarından herhangi birine bağlamak için düzenlenmiştir. Doğrudan AA-AA çeviriciler çok sayıda anahtarlama elemanı kullanmayı gerektirir ve bu durum devrenin karmaşıklığını artırarak denetimini güçleştirir. Aynı zamanda bu devrelerde AA-AA dönüşüm tek bir adımda gerçekleştirilerek kayıpların azalması sağlanır. Genel olarak, doğrudan AA-AA dönüştürücüler, Saykıl çeviriciler (Cycloconverter) ve Matris çeviriciler olmak üzere iki ayrı grupta incelenir.

2.2.1. Saykıl Çeviriciler

Saykıl çeviriciler, yüksek frekanslı bir AA gerilim dalga formunu, küçük bir faz kayması ile daha düşük frekanslı bir AA gerilim dalga formuna çevirir. Saykıl çeviriciler giriş ve çıkış faz sayılarına göre aşağıdaki gibi gruplandırılabilir:

• Tek faz girişli-tek faz çıkışlı (TGTÇ) saykıl çevirici
• Üç faz girişli-tek faz çıkışlı (ÜGTÇ) saykıl çevirici
• Üç faz girişli-üç faz çıkışlı (ÜGÜÇ) saykıl çevirici

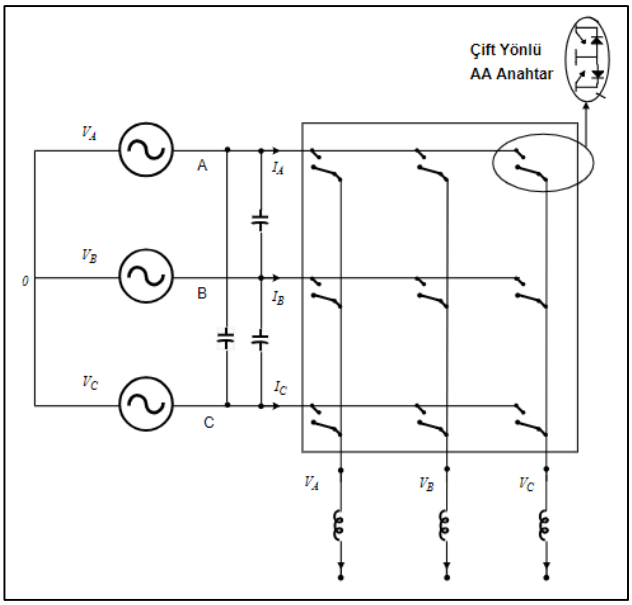
TGTÇ saykıl çeviriciler Şekil 2.5'te görüldüğü gibi iki tam dalga doğrultucu devrenin arka arkaya bağlanması şeklindedir. Bu devrelerden biri pozitif diğeri negatif grup olarak adlandırılır ve bu gruplardaki anahtarlar belirli bir α tetikleme açısı ile iletim ve kesime sokularak çıkış dalga şekilleri elde edilir.



Şekil 2.5: TGTÇ saykıl çevirici.

2.2.2 Matris Çeviriciler

Diğer bir doğrudan AA-AA çevirici olan matris çeviriciler 1980'lerin başından günümüze yeni gelişmekte olan bir çevirici çeşitidir. Matris çeviriciler giriş ve çıkış hatları arasına bağlanan matris şeklinde düzenlenmiş çift yönlü anahtarlardan oluşur. Matris çevirici çift-yönlü anahtar yapısından dolayı çift-yönlü güç akışına sahiptir. Giriş geriliminin, bu anahtarların farklı modülasyon türleri (Venturini, Optimum Venturini, Roy, UVM.) ile anahtarlanmasıyla çıkışta değişken genlik ve frekansta bir gerilim elde edilir. Şekil.2.6'da 9 anahtarlama elemanının üç giriş fazı ve üç çıkış fazının doğrudan bağlandığı matris çevirici gösterilmektedir.



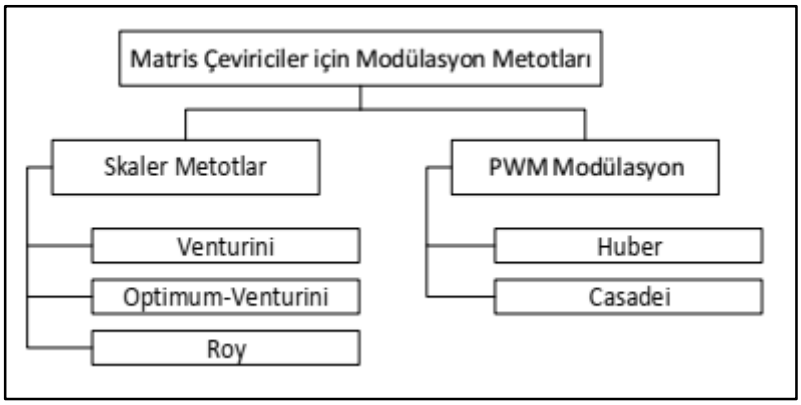
Şekil 2.6: Matris çevirici.

Matris çeviri 3 fazlı uygulamalarda kullanılabilmektedir. Herhangi bir çıkış fazı, üç giriş fazının anahtarlama periyodu içerisinde sırasıyla anahtarlanarak çıkışa aktarılması ile elde edilir. Anahtarların iletim ve kesim süreleri çıkış geriliminin genliği ve frekansını belirler. Şekil.2.6'da V_A, V_B, V_C giriş fazları olmak üzere a çıkış fazı şu şekilde elde edilir; S_{Aa} anahtarı t_{Aa} süresinde iletimdedir ve V_A fazı çıkışa aktarılır, daha sonra S_{Ba} anahtarı iletimdedir ve V_B fazı çıkışa aktarılır, ve son olarak S_{Ca} anahtarı iletimdedir ve V_C fazı çıkışa aktarılır. Sabit anahtarlama frekansı ile anahtarlar modüle edilerek çeviricinin çıkış gerilimi elde edilir. Ayrıca, matris çevirici sinüzoidal bir giriş akımına sahip olmasının yanı sıra modülasyon tekniğine bağlı olarak yükün güç faktöründen bağımsız bir şekilde kaynak tarafından birim yer değiştirme faktöründe çalışabilir.

Matris çeviricinin çalışma yapısı aşağıdaki matematiksel tanım ve denklemler ile ifade edilebilir. Çift yönlü anahtarların anahtarlama fonksiyonu ve iletim ile kesim durumlarına ait denklem şu şekilde tanımlanır.

$$S_{Kj} = \begin{cases} 1, \text{anahtar } S_{Kj} \text{kapalı} \\ 1, \text{anahtar } S_{Kj} \text{kapalı} \end{cases} \quad K = A, B, C \quad j = a, b, c \tag{2.1}$$

$$\begin{gathered} S_{Aj} + S_{Bj} + S_{Cj} = 1 \\ j = a, b, c \end{gathered} \tag{2.2}$$



Şekil 2.7: Matris çeviriciler için modülasyon metodları.

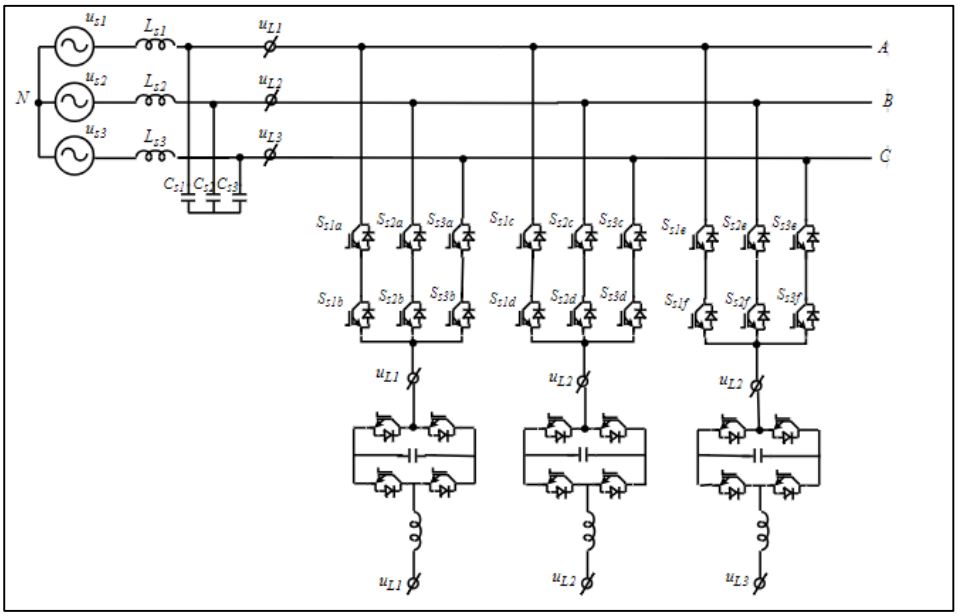
Matris dönüştürücü topolojisinin karmaşıklığı, çalışmayı ve uygun modülasyon stratejilerinin belirlenmesini zor bir görev haline getirmektedir. Şekil 2.7 modülasyon tekniklerini göstermektedir. Bu modülasyon stratejileri farklı voltaj dönüşüm oranları verir ve her modülasyon stratejisinde kullanılan komütasyon sayısı farklıdır.

2.3. Hibrit Matris Çeviriciler

AA-AA çevirici türlerinin son ve en yeni grubu olan hibrit matris çeviriciler, voltaj kazancının 1'den daha büyük olmasını sağlamak için doğrudan AA-AA çeviriciler ile bir veya birkaç küçük DA enerji depolama elemanı ya da DA-DA doğrultucu devrelerinin kombinasyonunun önerilmesi ile oluşan çevirici devreleridir. Tüm hibrit matris çeviriciler DA enerji depolama elemanı içerir ancak bu elemanlar küçük boyutlardadır. Hibrit matris çeviricilerin topolojileri karmaşık, modülasyon ve komütasyon stratejileri kompleks ve ayrıntılıdır. İlk önerilen Hibrit matris çevirici topolojisi klasik doğrudan matris çeviricide bulunan her anahtarlama elemanının, tek fazlı H köprü evirici ile değiştirilmesiyle elde edilmiştir [28-30]. Bu topolojide ana DA enerji depolama elemanı birkaç bölgesel ve küçük DA enerji depolama elemanına bölünmüştür. Bu yaklaşım anahtarlama kayıplarının azaltılması ve DA-bara içeren devrenin olmaması gibi avantajlara sahiptir. Çıkış voltaj genliğinin denetim performansı klasik matris çeviricilere göre daha iyidir. Bu topolojinin dezavantajı ise yarıiletken ve pasif devre eleman sayısının fazla olmasıdır. Aynı zamanda çeviricideki her bir kapasitör üzerindeki DA gerilimin geribesleme ile denetiminin sağlanması gerektiği için denetimi karmaşık ve zordur.

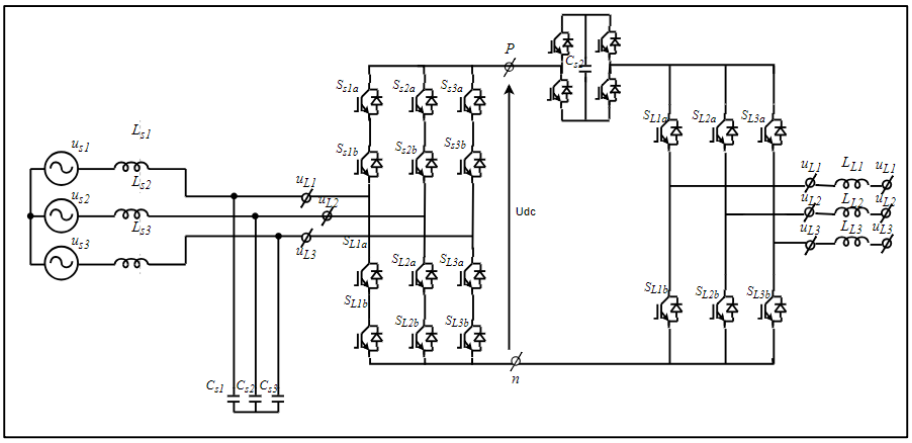
Diğer bir hibrit matris çevirici ise matris çevirici topolojisine ilave küçük ölçekli bir DA devre eklemektir. Bu topolojide iki tür çevirici çeşidi vardır: Tek

aşamalı (klasik matris çevirici) ve iki aşamalı (dolaylı matris çevirici). İlk topolojide matris çeviricinin her bir çıkışına H köprü evirici seri olarak bağlanmaktadır. Şekil 2.8'de gösterilen bu hibrit çevirici, artan veya azalan voltaj denetimini mümkün kılmaktadır. Fakat bu topoloji, tek fazlı evicilerin karakteristik özelliği olan çıkış gerilim dalgalanmasını azaltmak zorunda olan güç yarıiletkenlerinin ve DA-bara kapasitörlerinin sayıca fazla olmasıyla ilgili olarak ciddi dezavantajlara sahiptir. Ayrıca devrenin ömrünü kısaltan enerji depolama elamanlarına da sahiptir.



Şekil 2.8: Hibrit matris çevirici (Tek aşamalı).

İkinci topolojide dolaylı matris çeviricinin ara bağlantısına H köprü evirici eklenmesi ile oluşur. Bu şekilde çıkış geriliminde bir artış elde edilir. Hibrit dolaylı matris çevirici yapısı Şekil 2.9'da gösterilmektedir. Bu çeviricide de enerji depolama elemanı kullanılmaktadır ve bu yapısı önemli analiz gerektirmektedir.



Şekil 2.9: Hibrit dolaylı matris çevirici (İki Aşamalı).

Hibrit matris çevirici gerilim denetim aralığının genişlemesini mümkün kılar. Fakat bu avantajın sağlanması için gerekli olan denetim karmaşık ve zordur. Ayrıca, bu çeviricide DA enerji depolama elemanına hala ihtiyaç duyulmaktadır.

2.4. Dolaylı (DA-bara) AA-AA Çeviriciler ile Doğrudan AA-AA Çeviricilerin Karşılaştırılması

DA-bara çeviriciler ile Doğrudan AA-AA çeviriciler arasında bazı avantaj ve dezavantajlar bulunmaktadır. Bunlar genel olarak sıralanırsa;

Doğrudan çeviricilerde maksimum çıkış voltajı $V_{max2} = 0.866 \cdot V_{max1}$ ile sınırlıdır ya da giriş voltajının 0 - 1/3 katı arasında değer alabilir. Ayrıca yüksek frekanslara çıkıldığında harmonikler artar ve kaliteli bir çıkış sağlanamaz. Fakat DA-bara çeviricilerde çıkış voltajı giriş voltajı ile sınırlandırılamaz ve yüksek frekanslı uygulamalarda doğrudan çeviricilere göre oldukça avantajlıdır [19].

Doğrudan çeviricilerin yapısında çok sayıda anahtar bulunduğundan dolayı kompleks bir yapıya sahiptirler. Bu durum devrenin denetimini de güçleştirir. DA-bara çeviriciler ise daha basit yapıya sahiptirler ve 100kVA'in altındaki güçlerde kullanılması maliyet yönünden daha uygundur.

Doğrudan çeviricilerde anahtarlar arasında boşluk bırakılmaz. Bu yüzden anahtarlama esnasında akım bir anahtardan diğer anahtara geçirilirken dikkatli olunmalıdır. DA-bara çeviricilerde ise akım diyotlar sayesinde serbest dolaşım yollarından akabilir. Böylelikle doğrudan çeviricilere göre ani akım ve voltaj sıçramalarının meydana gelme olasılığı daha azdır.

Doğrudan çeviriciler düşük güç faktörüne sahiptir. DA-bara çeviricilerde ise özellikle düşük çıkış gerilimlerinde yüksek güç faktörü elde edilebilir. Bunun için DA-barada kullanılan doğrultucu devrenin denetimli olmasına da gerek yoktur. Yüksek güç faktörü açısından DA-bara çeviriciler daha avantajlıdır.

Doğrudan çeviricilerde AA-AA dönüşüm tek bir adımda yapılır. DA-bara çeviricilerde ise bu iki ya da daha fazla adımda gerçekleşmektedir. Bu da kayıpların artmasına neden olmaktadır.

Doğrudan çeviriciler ara depolama elemanı bulundurmadığı için boyutları DA-bara çeviricilere göre daha küçüktür. DA-bara çeviriciler ise büyük reaktif elemanlar (kapasite, indüktans) hacim olarak yer kapladığı ve az ömürlü olduklarından dolayı maliyeti de artırmaktadır.

Doğrudan çeviricilerde güç transferi iki yönlüdür. DA-bara çeviricilerde ise çift yönlü güç transferi için doğrultucu tarafının denetimli olması gerekmektedir.

Doğrudan çeviriciler düşük çıkış frekanslarında yüksek kalitede sinüsoidal dalga şekilleri üretirler. Çünkü bu frekanslarda giriş gerilimi daha fazla kıyılır. Bunun yanında gerilim ve akım kaynaklı DA-bara çeviricilerin birçoğu 10 Hz'in altında kalitesiz bir çıkış gerilimi üretirler. Bu yüzden düşük frekans ve hızlı uygulamalarda doğrudan çeviriciler avantajlı iken yüksek frekans ve güçlerde DA-bara çeviriciler avantajlıdır.

DA-bara çeviricilere göre doğrudan (matris) çeviriciler, AA şebeke üzerindeki bozulmalar karşı daha duyarlıdır[20].

Sonuç olarak farklı uygulamalar için doğrudan ve DA-bara çeviriciler endüstriyel elektronik alanında avantaj dezavantajları göz önünde bulundurularak yaygın olarak kullanılmaktadır.

3. DOĞRUSAL OLMAYAN SİSTEMLERİN DENETİMİ

Dinamik bir sistemin sahip olması gereken en önemli özellik kararlı olmasıdır. Eğer sistem kararlı değilse pratik olarak bir değere sahip değildir. Doğrusal sistemler için pek çok kararlılık analizleri geliştirilmiştir ve bu yöntemlerin uygulanması oldukça kolaydır. Doğrusal olmayan sistemleri denetlemek için, doğrusal denetim tekniklerinin uygulanması mümkündür, ancak performans ve çalışma süresi açısından sınırlamalara yol açabilir. Doğrusal olmayan sistemlerde kararlılığın analizi oldukça zor ve önemlidir. 1892 yılında Rus matematikçi Aleksandr Mikhailovich Lyapunov'un geliştirdiği yöntem sayesinde doğrusal olmayan sistemlerin denetim analizinde büyük bir kolaylık sağlanmıştır. Lyapunov denetim teorisine göre belirli bir denge noktasından başlayan dinamik sistemlerin bütün çözümleri sonsuza kadar o denge noktasının etrafında kalıyorsa Lyapunov'a göre kararlı demektir. Lyapunov teorisinin en büyük avantajı sistemin kararlılık çözümünün diferansiyel denklem çözümüyle değil, belirlenen Lyapunov aday fonksiyonunun yaklaşımıyla çözülmesidir. Böylece denetleyici Lyapunov yaklaşımıyla tasarlandığı zaman, sistemin kararlılık modeli de (global asimtotik, global exponanasiyel vs.) bilinmiş olur [21, 22].

3.1. Lyapunov Kararlılık Prensibi

Lyapunov kararlılık analizi için doğrusal olmayan aşağıdaki formda bir sistemi düşünürsek

$$\dot{x} = f(x, t) \tag{3.1}$$

burada t zaman, $x \in \mathbb{R}^n$ durum vektörü ve $f: \mathbb{R}^n \times \mathbb{R}^+ \to \mathbb{R}^n$ iken x üzerinde yerel Lipschitz koşulunu sağlayan, t için parçalı sürekli bir fonksiyon olsun.

Bu sistemde $f(x_e, t) = 0$ ve $\forall t \geq 0$ iken $x = x_e$ sistemin denge noktası ve $\mathbb{R}^n$ uzay vektöründe orijin noktasıdır. x_e denge noktasında bulunan bir sistem tüm artan t değerleri için bu noktada kalacaktır. Kararlılık analizi bu denge noktası üzerinden yapılır. Denge noktası $z = x - x_e$ değişken dönüşümü ile orijin noktasına taşınır.

Lyapunov kararlılığında orijine (denge noktasına) yakın olan tüm yörüngeler, orijine yakın kalacağı anlamına gelir ($\|x(t)\| \leq \epsilon$) ,bu denge durumudur (Şekil 3.1).

Doğrusal olmayan (3.1) sisteminin kararlılığı ile ilgili tanımlamalar aşağıdadır.

- $x = 0$ noktası (3.1) sisteminin denge noktası olsun. Bu denge noktası, her $\epsilon > 0$ ve $t_0 \geq 0$ için aşağıdaki koşulu sağlayacak $\delta(\epsilon, t_0) > 0$ bulabiliyor isek sistem kararlıdır.

$$\|x(t_0)\| < \delta(\epsilon, t_0) \Rightarrow \|x(t)\| < \epsilon, \qquad \forall t \geq t_0; \tag{3.2}$$

- Sistem kararlı ve $t_0 \geq 0$ iken $\delta(t_0) > 0$ aşağıdaki koşulu sağlayacak biçimde şeçilebiliyor ise asimptotik kararlıdır.

$$\|x(t_0)\| < \delta(t_0) \;\; \Rightarrow \;\; \lim_{t\to\infty} x(t) = 0 \quad ; \tag{3.3}$$

- Sistem kararlı değilse kararsızdır.
- Eğer başlangıç koşulu t_0 başlangıç zamanından bağımsız ve herhangi bir $t_0 \geq 0$ ve $\epsilon > 0$ iken $\delta(\epsilon) > 0$ aşağıdaki koşulu sağlayacak biçimde şeçilebiliyor ise düzgün kararlıdır.

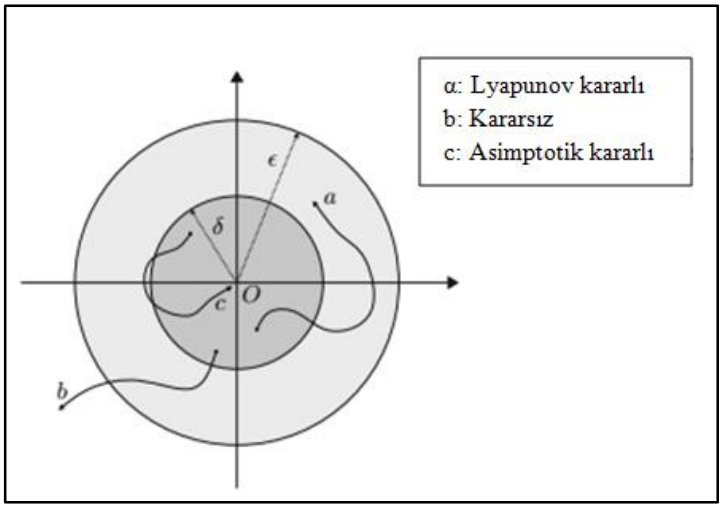
$$\|x(t_0)\| < \delta(t_0) \;\; \Rightarrow \;\; \|x(t)\| < \epsilon\,, \;\; \forall\, t_0 \geq 0 \quad ; \tag{3.4}$$

- Eğer asimptotik kararlılık t_0 başlangıç zamanından bağımsız ve tüm $t_0 \geq 0$ için $\delta > 0$ iken aşağıdaki koşullarda düzgün asimptotik kararlıdır.

$$\|x(t_0)\| < \delta \;\; \Rightarrow \;\; \lim_{t\to\infty} x(t) = 0 \tag{3.5}$$

- Eğer $\epsilon > 0$ iken bir çift $\delta(\epsilon) > 0$ varsa ve $\lambda > 0$ iken aşağıdaki koşullarda üssel kararlıdır.[23]

$$\|x(t_0)\| < \delta(\epsilon) \;\; \Rightarrow \;\; \|x(t)\| < \epsilon e^{\lambda(t-t_0)}\,, \;\; \forall\, t \geq t_0 \geq 0 \tag{3.6}$$



Şekil 3.1: İki boyutlu $\mathbb{R}^2$ düzleminde Lyapunov kararlılık durumu.

3.1.1. Lyapunov'un 2. Metodu

Bir sistemin potansiyel enerji fonksiyonunun minimum değeri kararlı denge noktası ve onun maksimum değeri kararsız dengesidir (Lagrange). Lyapunov'un ikinci metodu (doğrudan metod) bu temel fizik prensibinin matematiksel uzantısıdır: bir sistemin toplam mekanik enerjisi, bir denge noktasına ulaşıncaya kadar sürekli olarak dağılır [23-25].

Lyapunov kararlılık analizi için bu fikri genelleştirdi. Bunu, bir enerji fonksiyonuna benzer özelliklere sahip bir skaler fonksiyon ekleyerek yaptı. Uygun bir fonksiyon olan $\mathrm{V(x,t)}$ (Lyapunov fonksiyonu) ve (3.1)'in yörünge boyunca zamana göre türevini düşünelim:

$$\dot{\mathrm{V}}(\mathrm{x},\mathrm{t})\Big|_{\dot{\mathrm{x}}=\mathrm{f}(\mathrm{x},\mathrm{t})} = \frac{\partial \mathrm{V}}{\partial \mathrm{t}} + \frac{\partial \mathrm{V}}{\partial \mathrm{x}}\mathrm{f}(\mathrm{x},\mathrm{t}) \tag{3.7}$$

$x_e = 0$ denge noktası, $D \subset \mathbb{R}$ iken $V(x,t): \mathbb{R}^+ \times D \to \mathbb{R}^+$ sürekli türevlenebilen (kısmi türevleri sürekli olan) bir fonksiyon olsun.

Eğer $\dot{V}(x,t)\big|_{\dot{x}=f(x,t)}$ negatif ve $x \in D$ için yarı tanımlı ise kararlıdır.

Eğer $V(x,t)$ azalan, $\dot{V}(x,t)\big|_{\dot{x}=f(x,t)}$ $x \in D$ için negatif yarı tanımlı $x \in D$ için düzgün kararlıdır.

Eğer $\dot{V}(x,t)\big|_{\dot{x}=f(x,t)}$ negatif ise $x \in D$ için asimptotik kararlıdır.

Eğer $V(x,t)$ azalan, $\dot{V}(x,t)\big|_{\dot{x}=f(x,t)}$ negatif tanımlı $x \in D$ için düzgün asimptotik kararlıdır.

Eğer aşağıdaki c_1, c_2, c_3 sabitleri var ise üssel kararlıdır.

$$c_1|x|^2 \leq V(x,t) \leq c_2|x|^2 \quad \dot{V}(x,t)\big|_{\dot{x}=f(x,t)} \leq c_3|x|^2, \quad \forall t \geq 0, x \in D \qquad (3.8)$$

Denetim sinyalinin ele alınan sistem için uygun olarak seçilen bir Lyapunov fonksiyonu uyarınca belirlendiği yöntemler, genel olarak "Lyapunov teoremi esaslı denetim yöntemleri" olarak adlandırılabilir. Literatürde bu başlık altında değerlendirilebilecek pek çok farklı yaklaşım bulunmakla birlikte, temelde iki tip Lyapunov teoremi esaslı denetim yönteminden bahsetmek mümkündür:

- Geri adımlamalı denetim
- Kayan kipli denetim

3.2. Geri Adımlamalı Denetim

Geri adımlamalı denetim 1990 yılında Petar V. Kokotovic tarafından doğrusal olmayan dinamik sistemlerde stabilize edici denetimlerin tasarlanması için geliştirilen bir tekniktir. Geri adımlamalı denetim yöntemi, doğrusal olmayan sistemlere de uygulanabilen, geri beslemeli bir denetim yöntemidir. Geri adımlamalı denetim yöntemi, bir kararlılık analizi yöntemi olan Lyapunov kararlılık teorisine dayanmaktadır. Bu denetim yönteminde amaç, durum denklemlerinin her bir adımda birbirini kararlı hale getirerek sistemin ihtiyacı olan denetim işaretini elde etmeye dayanmaktadır. Bu sayede her adımda stabilizasyonu sağlanan durum değişkenleri sistemi otomatik olarak kararlı bir yapıya ulaştırdığı için elde edilen denetim işareti de sistemi kararlı hale getirmektedir. Geri adımlamalı denetim yöntemi referans işareti ile sistemin çıkışından ölçülen değer arasında oluşan hataları elimine ederek sistemi referansı takip etmeye zorlamaktadır.

Yinelemeli (recursive) bir denetim yöntemi olan geri adımlamalı denetim (backstepping control) yaklaşımına göre denetleyici tasarlanırken, ilk olarak plant dinamiğini tanımlayan denklemler alt üçgensel (lower triangular form) ifade edilir. Örneğin x_1, x_2 ve x_3 durum değişkenlerini ve u da plant girdisini temsil etmek üzere,

ele alınan sistemin dinamik denklemleri (3.9)'dan (3.11)'e kadar olan ifadelerde görüldüğü gibi tamamen geribeslemeli forma dönüştürülebilir.

$$\dot{x}_1 = f_1(x_1, x_2) \tag{3.9}$$

$$\dot{x}_2 = f_2(x_1, x_2, x_3) \tag{3.10}$$

$$\dot{x}_3 = f_3(x_1, x_2, x_3, u) \tag{3.11}$$

Yukarıdaki ifadelerden de görüldüğü gibi, yöntemin uygulanabilmesi için diferansiyel denklemlerin doğrusallaştırılmış olmasına gerek yoktur. Yeter şart; denklem setinin tamamen geribeslemeli forma dönüştürülebilmesidir.

Geri adımlamalı denetim tekniğinde, sırasıyla x_1, x_2 ve x_3 değişkenlerinin dinamiğini temsil eden diferansiyel denklemlerin her biri, ilk denklemden başlamak üzere bir sonraki denklemde dinamiği tanımlanan durum değişkeni kullanılarak kararlılaştırılır. Bir başka deyişle, ilk aşamada (3.9) ile belirtilen x_1 dinamiğini kararlılaştırmak için x_2 parametresi sanal denetim değişkeni olarak seçilir. Benzer şekilde, (3.10)'daki x_2 dinamiği için de x_3 değişkeni kullanılır. Nihayet, x_1 ve x_2 dinamiklerinin kararlılaştırılmasının ardından, (3.11) ifadesini kararlı hale getirecek u girdisi x_1, x_2 ve x_3'ün fonksiyonu olarak elde edilir. Belirtilen aşamaların her birinde sanal ve gerçek denetim girdileri, bahsedilen girdiler için tanımlanan hata parametreleri kullanılarak oluşturulan Lyapunov fonksiyonlarını en aza indirgeyecek şekilde hesaplanır. Yöntem, kararlılaştırıcı sanal denetim girdileri her bir aşama için ayrıca bulunduğu ve bu işlemler dizisi gerçek denetim girdisi elde edilinceye kadar yinelendiği için, "geri adımlamalı denetim" olarak isimlendirilmiştir.

Geri adımlamalı denetim, sistem parametrelerindeki belirsizlikler ve bozucu girdilere karşı oldukça duyarsız bir denetim sistemi elde edilmesini olanaklı kılar. Bir başka deyişle, sistem parametreleri için modellemede göz önüne değerlerle gerçek büyüklükleri arasında meydana gelebilecek büyük farklılıklar ve ayrıca sisteme dışarıdan etkiyen denetimsiz girdiler, denetim sistemi başarımında belirgin bir düşmeye sebep olmaz. Nihai denetim girdisini elde edebilmek için sistem dinamik denklemlerinin doğrusallaştırılmasını gerektirmemesi de yöntemin bir diğer üstünlüğüdür. Ancak sistem dinamiğinin karmaşıklığıyla orantılı olarak denetim girdisini elde etmek için daha çok ara işlem yapılması ve sonuçta ortaya çıkan

ifadenin uygulama açısından karmaşık olması sebebiyle, yöntem fiziksel sistem uygulamalarında fazla tercih edilmez. Bu anlamda, denetim sinyali ifadesinin uygulamasını zorlaştıran etkenlerden biri de göz önüne alınan durum değişkenlerinin tamamının ölçülmesi veya kestirilmesi zorunluluğudur. Denetim sinyalini oluştururken gerçeklenmesi gereken integral ve türev işlemlerinin fiziksel sistemlere uygulanabilmesi için ayrık zamana çevrilmesi sırasında ortaya çıkabilecek gürültü büyümesi etkileri de geri adımlamalı denetim yaklaşımının sıklıkla kullanılmasının önünde engel teşkil etmektedir [26].

Geri adımlamalı denetim tasarımı için ele alınan sistem denklemi en genel halde aşağıdaki şekilde verilmiş olsun.

$$\dot{x} = f(x) + g(x)\xi \tag{3.12}$$

$$\dot{\xi} = u \tag{3.13}$$

Burada, $x \in R^n$, $\xi \in R$ durum değişkenleri, $u \in R$ kontrol girişi, f ve g düzgün (sonsuz defa türevlenebilen) fonksiyonlar olsun.

Bu sistem için ξ sanki kontrol girişi gibi düşünülsün ve denklem (3.14)'deki gibi bir geri besleme kuralı mevcut olsun.

$$\xi = a(x), \quad a(0) = 0 \tag{3.14}$$

Denklem (3.15)'deki şartı sağlayan bir düzgün, pozitif tanımlı, radyal olarak sınırsız $V: R^n \rightarrow R$ fonksiyonu mevcut olsun.

$$\frac{\partial V(x)}{\partial x}[f(x) + g(x)a(x)] \leq -W(x) \leq 0, \qquad \forall x \in R^n \tag{3.15}$$

Burada $W: R^n \rightarrow R$ pozitif yarı tanımlı bir fonksiyondur. O halde, x(t) global sınırlıdır ve

$$\lim_{t\rightarrow\infty} W(x(t)) = 0 \tag{3.16}$$

$W(x)$ pozitif olarak tanımlanırsa, denklem (3.12)'in ifade ettiği sisteminin $x = 0$ denge noktası global asimptotik kararlı olur. Denklem (3.12)'in sağına a eklenip çıkarılır ve ilgili hata değişkeni denklem (3.17)'daki gibi tanımlanır.

$$e = \xi - a \tag{3.17}$$

Değişken dönüşümü yapılması ile

$$\dot{x} = f(x) + g(x)a(x) + g(x)e \tag{3.18}$$

$$\dot{e} = u - \dot{a} \tag{3.19}$$

elde edilir. Denklem (3.18) ve (3.19)'in oluşturduğu sistem için hata değişkenini de içeren Lyapunov fonksiyonu aşağıdaki şekilde olsun,

$$V_a(x, \xi) = V(x) + \frac{1}{2}e^2 \tag{3.20}$$

Denetim kuralı ;

$$u = -c\big(\xi - a(x)\big) - \frac{\partial V}{\partial x}g(x) + \frac{\partial a}{\partial x}(f(x) + g(x)\xi), \quad c > 0 \tag{3.21}$$

Olacak şekilde seçildiğinde, Lyapunov fokksiyonunu zamana göre türevi denklem (3.22)'deki gibi olur.

$$\begin{aligned} \dot{V}_a &= \frac{\partial V}{\partial x}[f(x) + g(x)(a(x) + e)] + e\left[u - \frac{\partial a}{\partial x}\big(f(x) + g(x)(a(x) + e)\big)\right] \\ &\leq -W(x) - ce^2 \end{aligned} \tag{3.22}$$

$W(x)$ pozitif tanımlı ise denklem (3.18) ve (3.19) içeren sisteminin $x = 0$ ve $e = 0$ denge noktasının ve dolayısıyla denklem (3.12) ve (3.13) içeren sisteminin $x = 0$ ve $\xi = 0$ denge noktasının global asimptotik kararlı olduğu anlaşılmaktadır[32].

3.3 Kayan Kipli Denetim

Kayan kipli denetim ilk kez 1950'lerin sonlarında Sovyetler Birliği'nde ortaya atılmış ve bununla ilgili ilk çalışmalar 1960'ın başlarında Emelyanov tarafından yapılmıştır. 1970'li yılların ortasında Utkin'in İngilizce kitap ve makaleleri ile bütün dünyaya duyurulmuştur. Utkin 1992 yılında kesikli zaman kayan kiple (sliding mode) ile yeni bir denetim yaklaşımı sunmuştur. Hung, denetim stratejisinin doğrusal ve doğrusal olmayan sistemler için incelemiş, değişik anahtarlama mekanizmaları, diferansiyel denklemlerin kanonik formlarda gösterilmesi ve basit kayma kipli denetim kurallarının oluşturulması üzerinde durmuştur.

Kayan kipli denetim sistem belirsizliklerine ve bozucu büyüklüklere karşı duyarsız olma özelliği ile bilinmektedir. Kuramsal olarak kayan kipli denetim tekniği, bir sistemin hata vektörünün istenen bir dinamik içerisine zorlanması ve bu dinamik içerisinde tutulması esasına dayanmaktadır. Bu yaklaşımın sağladığı avantajlar şu şekildedir:

• Sistem sınırlı bir anlamda parametre belirsizliklerine duyarsız hale gelir.

• Sistem sınırlı bir anlamda harici bozuculara duyarsız hale gelir.

• Sistemin istenmeyen dinamiklerinden ve doğrusal olmayan yönlerinden etkilenmeyebilir.

Kayan kipli denetimin bu avantajları yüksek mertebeli diferansiyel denklemlerle yönetilen ve belirsizlikler hakkında sınırlı bilgiye sahip olunabilen karmaşık elektriksel ve mekanik süreçlerin denetimi için tercih edilmesine yol açmıştır [27].

Kayan kipli denetim tasarımı için durum denklemleri aşağıdaki gibi verilen doğrusal olmayan bir sistem ele alırsak

$$\dot{x} = A(x,t) + B(x,t)u(t) \tag{3.23}$$

Burada, $x \in R^n, A \in F^n, u \in R^n, rank\big(B(x,t)\big) = m\,, u \in [u_{min}, u_{max}]$ 'dır.

Kayan kipli denetim tasarımında temel olarak iki adım uygulanır.

- Sistemi denge noktasına ulaştıracak bir kayma yüzeyinin bulunması.
- Sistemi kayma yüzeyine yönlendirecek ve bu yüzeyde kalmasını sağlayacak kontrolcünün tasarlanması[33].

Kayma yüzeyi tasarımı için sistem;

$$\dot{\mathrm{e}} = \bar{A}(\mathrm{e})\mathrm{e} + \bar{B}(\mathrm{e}) \tag{3.24}$$

olmak üzere,

$$\begin{aligned} \dot{z_1} &= \bar{A}_{11}(\mathrm{e})\mathrm{e}_1 + \bar{A}_{12}(\mathrm{e})\mathrm{e}_2 \\ \dot{z_2} &= \bar{A}_{21}(\mathrm{e})\mathrm{e}_1 + \bar{A}_{22}(\mathrm{e})\mathrm{e}_2 + B_2 e(u) \end{aligned} \tag{3.25}$$

denetim teriminin olduğu ve olmadığı iki alt sisteme ayrılır.

Kayma yüzeyi, $\sigma(e_1, e_2) = \mathrm{e}_2 + \mathrm{C(t)e}_1$ olarak tanımlanır. Kayma yüzeyi üzerinde,

$$\sigma(e_1, e_2) = 0\,, \qquad \mathrm{e}_2 = -\mathrm{C(t)e}_1 \tag{3.26}$$

olduğundan, kayma yüzeyi eğimleri geri besleme kazanç matrisi olarak ele alınır. C(t) kayma yüzeyi eğimleri geri besleme deneyim girişi düşünülerek birinci alt sistemini kararlı kılacak şekilde kök yerleştirme metodu ya da optimal kontrol yöntemi kullanılarak belirlenir.

Sistemi kayma yüzeyine yönlendirecek ve bu yüzey üzerinde tutacak denetim girişi aşağıdaki şartları sağlayacak şekilde tasarlanır.

$$\begin{aligned} \sigma(\mathrm{e}) < 0 \ \text{ için } \ \dot{\sigma}(\mathrm{e}) > 0 \\ \sigma(\mathrm{e}) > 0 \ \text{ için } \ \dot{\sigma}(\mathrm{e}) < 0 \end{aligned} \tag{3.27}$$

Eşdeğer denetim terimi, sistemi kayma yüzeyine yönlendirecek şekilde kayma yüzeyi denkleminin türevi alınarak denklem (3.28)'deki ifade elde edilir.

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}(e_1, e_2) &= \dot{e}_2 + C\dot{e}_1 + \dot{C}e_1 \\ &= \bar{A}_{21}\mathrm{e}_1 + \bar{A}_{22}\mathrm{e}_2 + B_2 u_{eq} + C(\bar{A}_{11}\mathrm{e}_1 + \bar{A}_{12}\mathrm{e}_2) + \dot{C}e_1 \\ &= 0 \end{aligned} \tag{3.28}$$

$$u_{eq} = B_2{}^{-1}\left[(\bar{A}_{21} + \dot{C} + C\bar{A}_{11})e_1 + (\bar{A}_{22} + C\bar{A}_{12})e_2\right] \tag{3.29}$$

Sistemi kayma yüzeyi üzerinde tutacak doğrusal olmayan denetim terimi ise;

$$u_{non} = -k[B_2]^{-1} sgn\ (\sigma) \tag{3.30}$$

Toplam denetim girişi u ise ;

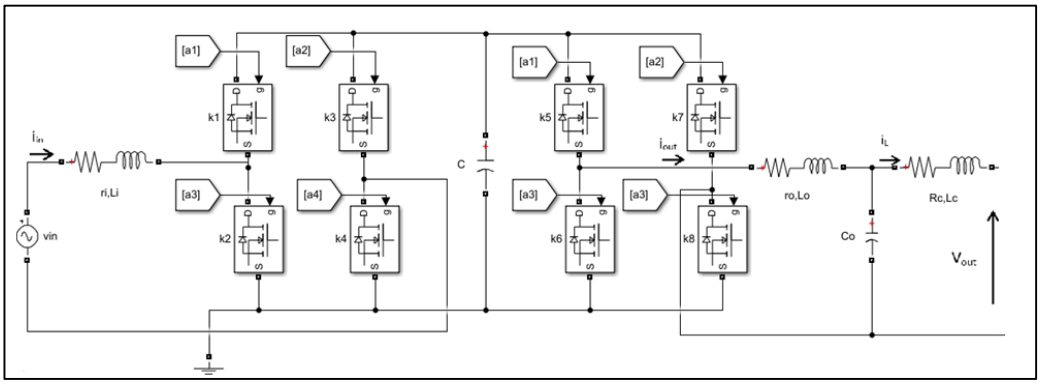
$$u = u_{eq} + u_{non} \tag{3.31}$$

olur.

4. AA-AA ÇEVİRİCİDE DOĞRUSAL OLMAYAN DENETİM TASARIMI VE SİMÜLASYONU

4.1. AA-AA Çevirici Devre Modeli

Tezimizi oluşturan denetimini yapacağımız kapasitör içeren AA giriş hattını DA gerilime çeviren yarım köprü doğrultucu ve istenen genlik ve frekansta AA çıkış gerilimi sağlayan evirici devresi içeren DA-bara çevirici modeli aşağıda verilmiştir.



Şekil 4.1: DA-Bara çevirici.

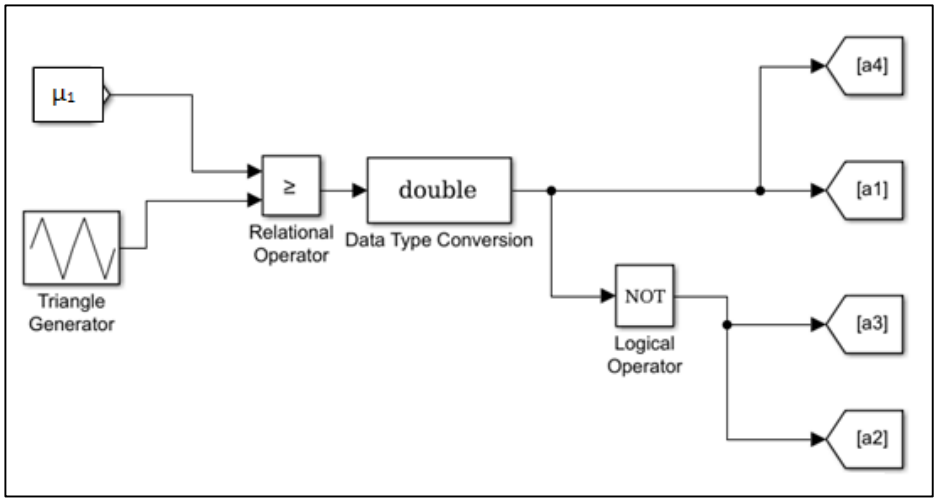
Şekil.4.1'de görüldüğü gibi DA-Bara çevirici devresi 8 adet akımı her iki yönde de iletebilen çift yönlü anahtarlardan meydana gelmiştir. Bu çeviricideki k_1, k_2, k_3 ve k_4 doğrultucu devresindeki, k_5, k_6, k_7, ve k8 ise evirici devresindeki MOSFET anahtarlama elemanları olup en yaygın modülasyon tekniği darbe genişlik modülasyonu (DGM) ile etkinleştirilmektedir. k_1, k_2, k_3, k_4 ve k_5, k_6, k_7, k_8 anahtarlarının ikili anahtarlama fonksiyonları sırasıyla μ_1, μ_2 aşağıdaki gibidir:

$$\mu_1 = \begin{cases} 1 \text{ eğer k1 ve k4 Açık, k2 ve k3 Kapalı} \\ -1 \text{ eğer k1 ve k4 Kapalı, k2 ve k3 Açık} \end{cases}$$

$$\mu_2 = \begin{cases} 1 \text{ eğer k6 ve k7 Açık, k5 ve k8 Kapalı} \\ -1 \text{ eğer k6 ve k7 Kapalı, k5 ve k8 Açık} \end{cases}$$

μ_1 ve μ_2 AA-AA çeviricinin denetim girdileridir. μ_1 ve μ_2 fonksiyonlarının değerleri endüktörlerdeki akım, kapasitörden geçen voltaj gibi durum değişkenlerinin yönelimlerini belirleyebilir.

Devredeki anahtarların etkinleştirilmesi MOSFET'in gate bacağına uygulanan a1, a2, a3 ve a4 sinyalleri ile sağlanmaktadır. Bu sinyaller bir taşıyıcı dalga ve denetleyici tasarımı sonunda elde edilen denetim işaretleri u_1 ve u_2 ile karşılaştırılması sonucu elde edilmektedir. Şekil.4.2'de bu anahtarlama algoritmasının modeli verilmiştir.



Şekil 4.2: Anahtarlama algoritması modeli.

Yukarıdaki DA-bara devre yapısının geliştirilmesi Kirchhoff yasalarının uygulanmasına dayanmaktadır. Bu yasaların uygulanması sonucu aşağıdaki gerilim ve akım değerlerinin matematik modellerini elde ederiz:

$$L_1 \frac{di_{in}}{dt} = -r_1 i_{in} + v_{in} - \mu_1 v_{dc} \tag{4.1.a}$$

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = \mu_1 i_{in} - \mu_2 i_{out} \tag{4.1.b}$$

$$L_2 \frac{di_{out}}{dt} = -r_2 i_{out} + v_{out} - \mu_2 v_{dc} \tag{4.1.c}$$

$$C_2 \frac{dv_{out}}{dt} = i_{out} - i_L \tag{4.1.d}$$

Aşağıdaki denklemler durum değişkenlerini ve denetim işaretlerinin içermektedir. Bu denklemlere geri adımlamalı ve kayan kipli denetim olmak üzere doğrusal olmayan yaklaşımlar uygulanarak denetleyici tasarımı gerçekleştirilir.

$$L_1\dot{x}_1 = -r_1x_1 + v_{in} - \mu_1x_2 \tag{4.2.a}$$

$$C\dot{x}_2 = \mu_1x_1 - \mu_2x_3 \tag{4.2.b}$$

$$L_2\dot{x}_3 = -r_2x_3 + x_4 - \mu_2x_2 \tag{4.2.c}$$

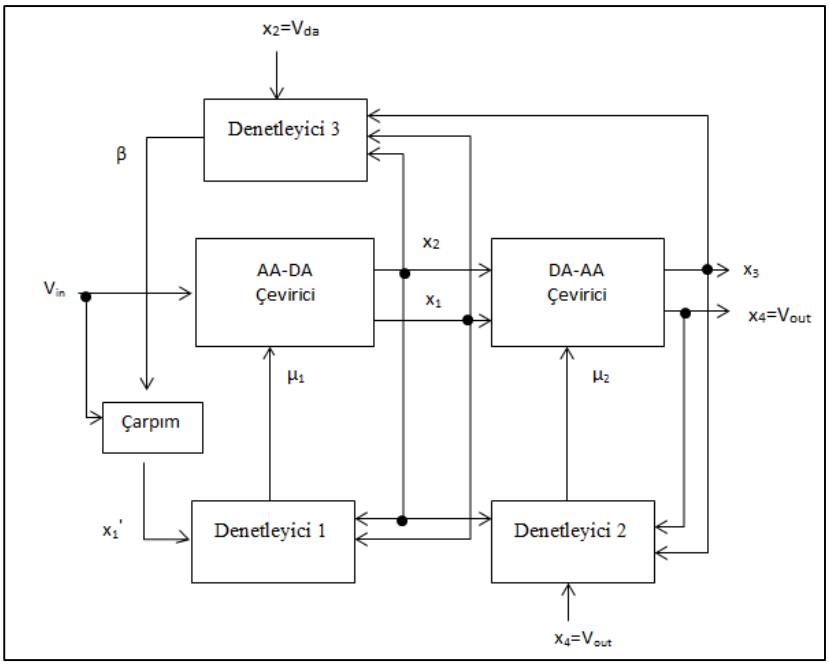
$$C_2\dot{x}_4 = x_3 - i_L \tag{4.2.d}$$

Bu denklemlerde x_1, x_2, x_3, x_4, ve i_L bir periyot boyunca sırasıyla i_{in}, v_{dc} , i_{out}, v_{out} ve i_L değerlerini temsil etmektedir.

Denetleyicinin tasarım amacı; güç faktörünün düzeltilmesi, DA-bara voltaj regülasyonu, çıkışta sinüsoidal bir gerilim elde etmedir.

4.2. AA-AA Çeviricinin Denetimi

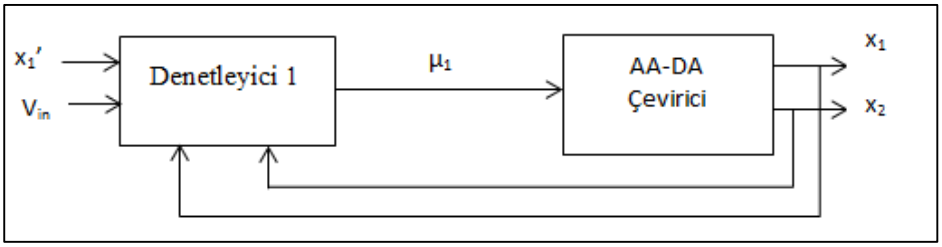
Denetim sisteminin tasarımı ve denetim algoritmasının belirlenmesi üç aşamada gerçekleştirilmektedir. İlk olarak, güç faktörü düzeltmesi için giriş akımı denetim döngüsü (denetleyici 1) tasarlanmaktadır. İkinci aşamada, genlik ve frekansı $x_4{}^* = v_{out}{}^* = \sqrt{2}E\sin(\omega t)$ referans sinyali ile sabitlenmiş sinüsoidal bir çıkış voltajı elde etmek için çıkış akımı denetim döngüsü (denetleyici 2) oluşturulmaktadır. Son aşamada, DA-bara voltajını istenilen $x_2{}^* = v_{dc}{}^*$ değerine ayarlamak üzere denetleyici 1 tarafından kullanılacak olan referans sinyali üretmek için bir voltaj denetim döngüsü (denetleyici 3) tasarlanmaktadır. Şekil 4.2'de 3 aşamalı denetleyicinin temel yapısı gösterilmektedir. Denetleyici 1 ve 2 geri adımlamalı ve kayan kipli denetim yaklaşımı ile denetleyici 3 ise Oİ denetim yöntemi ile yapılmaktadır.



Şekil 4.3: Denetleyicinin blok diyagramı.

4.2.1. Geri Adımlamalı Denetleyici Tasarımı

Güç faktörü düzeltmesinin amacı AA-AA çeviricideki giriş akımının sinüsoidal olması ve şebeke gerilimi ile aynı fazda olmasıdır. Bu, akım harmoniklerinin engellenmesini sağlar. Bu nedenle, $\beta \in IR^{+}$ şartıyla $x_1{}^{*} = \beta v_{in}$formundaki bir referans sinyalini takip etmek için x_1 akımını zorlayan bir denetleyiciye ihtiyaç duyulur. Şekil 4.4' deki blok diyagram giriş akımının denetim döngüsünün temel yapısını göstermektedir.



Şekil 4.4: Giriş akım denetim döngüsü.

x_1 akımını takip etme hatası e_1, $e_1 = L_1(x_1{}^{*} - x_1)$ olarak tanımlanmıştır.
e_1 takip etme hatasının dinamik modeli ise;

$$\dot{e}_1 = L_1(\dot{x}_1{}^{*} - \dot{x}_1) \tag{4.3}$$

şeklindedir. Lyapunov aday fonksiyonu : $V_1 = \frac{1}{2}\, e_1{}^2$ olmak üzere zamana bağlı türevi ;

$$\dot{V}_1 = e_1\dot{e}_1 = -k_1 e_1{}^2 \tag{4.4}$$

şeklindedir. k_1 pozitif bir sabit olmak üzere denklem (4.4) seçildiğinde dinamikleri negatif olan bir Lyapunov aday fonksiyonuna götürür. Böylece global asimtotik kararlılık elde edilir ve e_1 üssel olarak sıfıra yakınsanır. Denklem (4.2.a) ve (4.3) kullanılarak aşağıdaki eşitlik elde edilir.

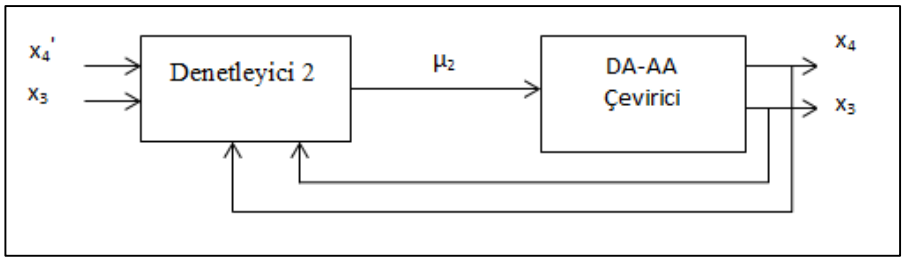
$$\dot{e}_1 = L_1\dot{x}_1{}^* + r_1 x_1 - v_{in} - \mu_1 x_2 \tag{4.5}$$

Başlangıçta x_2 değeri $\sqrt{2E}$'ye eşit olacaktır çünkü sistemin başlatılmasında k_1, k_2, k_3, k_4 anahtarlarının denetimi geciktirilirse, AA-DA çevirici bir diyot doğrultucu gibi davranır (D_1, D_2, D_3, D_4) ve DA-bara kapasitörü C otomatik olarak yüklenecektir. Bir önceki denklemden μ_1 elde edilirse aşağıdaki geri adımlamalı denetim denklemine ulaşılır:

$$\mu_1 = \frac{1}{x_2}\left(k_1 e_1 + r_1 x_1 - v_{in} + L_1\dot{x}_1{}^*\right) \tag{4.6}$$

Böylece AA-AA çevirici devremizin AA-DA çevirici (doğrultucu) tarafındaki anahtarlama elemanlarının anahtarlanması için gerekli sinyallerin elde edilmesinde kullanılacak denetim işareti μ_1 elde edilmiştir.

Şekil 4.5' deki blok diyagram çıkış akımının denetim döngüsünün temel yapısını göstermektedir. Bu denetim döngüsü devrenin DA-AA evirici tarafındaki x_4 çıkış geriliminin istenilen referans $x_4{}^* = \sqrt{2}E\sin(\omega t)$ değerine düzenlenmesini denetler.



Şekil 4.5: Çıkış akım denetim döngüsü.

x_4 çıkış gerilim geri adımlamalı yaklaşım iki adımda gerçekleştirilir. e_4 ve e_3 hata sinyalleri tanımlanır:

$$e_4 = (x_4{}^* - x_4) \quad , \qquad e_3 = (x_3{}^* - x_3) \tag{4.7}$$

Denklem (4.7) ve (4.2.d) ile e_4 hata sinyalinin dinamik modeli:

$$C_2\dot{e}_4 = C_2\dot{x}_4{}^* - x_3 + i_L \tag{4.8}$$

şeklinde elde edilir. Denklem (4.7) ve (4.8) kullanılarak aşağıdaki denklem elde edilir.

$$C_2\dot{e}_4 = C_2\dot{x}_4{}^* - x_3{}^* + e_3 + i_L \tag{4.9}$$

Denklem (4.2.c) ve (4.7) kullanılarak aşağıdaki denklem elde edilir.

$$L_2\dot{e}_3 = L_2\dot{x}_3{}^* + r_2x_3 + x_4 + \mu_2x_2 \tag{4.10}$$

İstenilen çıkış akım değeri $x_3{}^*$ şu şekilde tasarlanır:

$$x_3{}^* = C_2\dot{x}_4{}^* + \bar{i}_L + k_4e_4 \tag{4.11}$$

x_3 denetim girişi olmadığı için , x_3 sanal denetimi ile istenen $x_3{}^*$ değeri arasında yeni bir hata değişkeni e_3 tanımlanmaktadır:

$$e_3 = L_2(x_3{}^* - x_3) \tag{4.12}$$

Denklem (4.2.c) ve (4.12) kullanılarak aşağıdaki denklem elde edilir:

$$\dot{e}_3 = L_2\dot{x}_3{}^* + r_2x_3 + x_4 - \mu_2x_2 \tag{4.13}$$

Denklem (4.11)'in türevi alınırsa:

$$\dot{x}_3{}^* = C_2\ddot{x}_4{}^* + \frac{di_L}{dt} + k_4\dot{e}_4 \tag{4.14}$$

elde edilir. Denklem (4.8) ile (4.14) kullanılarak

$$\begin{aligned}\dot{x}_3{}^* &= C_2\ddot{x}_4{}^* + \frac{di_L}{dt} + k_4\{C_2\dot{x}_4{}^* - x_3 + i_L\}\frac{1}{C_2} \\ &= C_2\ddot{x}_4{}^* + \frac{di_L}{dt} + k_4\dot{x}_4{}^* - \frac{k_4}{C_2}x_3 + \frac{k_4}{C_2}i_L\end{aligned} \tag{4.15}$$

elde edilir. Denklem (4.15)'i, Denklem (4.13)'te yerine yazarak e_3 hata değişkeninin türevini aşağıdaki gibi elde edilir.

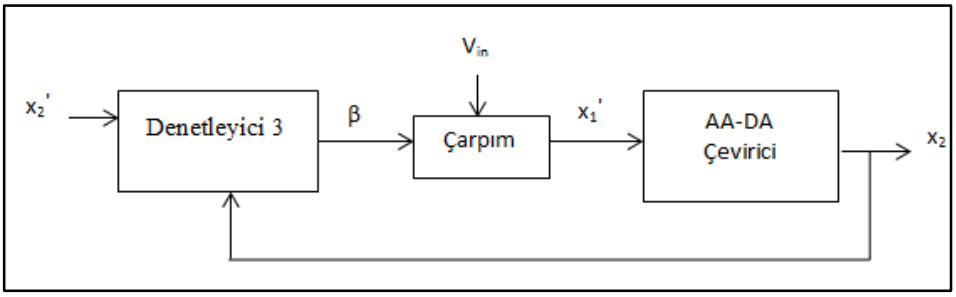
$$\begin{aligned}\dot{e}_3 = L_2C_2\ddot{x}_4{}^* + L_2\frac{di_L}{dt} + L_2k_4\dot{x}_4{}^* - k_4\frac{L_2}{C_2}x_3 + k_4\frac{L_2}{C_2}i_L + r_2x_3 + x_4 \\ - \mu_2x_2\end{aligned} \tag{4.16}$$

Denklem (4.16) kullanılarak gerçek denetim sinyali μ_2 çekilerek aşağıdaki denetim yasasına ulaşılır.

$$\begin{aligned}\mu_2 = \frac{1}{x_2}\Big\{L_2C_2\ddot{x}_4{}^* + L_2k_4\dot{x}_4{}^* - k_4\frac{L_2}{C_2}x_3 + k_4\frac{L_2}{C_2}i_L + r_2x_3 + x_4 + k_3e_3 \\ + e_4 + \mathrm{Sgn}(e_3)\Big\}\end{aligned} \tag{4.17}$$

Böylece AA-AA çevirici devremizin DA-AA çevirici (evirici) tarafındaki anahtarlama elemanlarının anahtarlanması için gerekli sinyallerin elde edilmesinde kullanılacak denetim işareti μ_2 elde edilmiştir.

Şekil.4.6'daki blok diyagram DA-bara voltaj denetleyici yapısını göstermektedir.



Şekil 4.6: DA-bara voltaj denetleyici yapısı.

Dış çevrimin amacı, β oranı için DA-bara voltaj değeri olan V_{da} yani x_2 değerini, referans değeri olan x_2* değerine düzenlenmesini sağlayacak bir denetleyici oluşturmaktır. Bu çevrimi tasarlamanın ilk adımı β (denetim girişi) oranı ile DA-bara voltaj değeri x_2 arasında bir denklem kurmaktır. Denetleyici tasarımında aşağıdaki varsayımların geçerli olduğu kabul edilmiştir:

Denetleyici 1 ve 2, Denetleyici 3'e göre daha hızlı dinamik modellere sahip olmalıdır. Devrenin giriş ve çıkışında bulunan bobin ve dirençlerdeki voltaj dalgalanmaları, giriş ve çıkış voltajlarına kıyasla önemsiz kabul edilmektedir.

Yukarıdaki bilgiler ışığında , (4.6) ve (4.17) numaralı denetim denklemleri aşağıdaki formüllere indirgenir:

$$\mu_1 = \frac{1}{x_2} v_{in} \tag{4.18.a}$$

$$\mu_2 = \frac{1}{x_2} x_4 \tag{4.18.b}$$

Eğer 4.18'de verilen μ_1 ve μ_2 değerleri denklem (4.2.b)' de yerine yazılırsa aşağıdaki denklem elde edilir:

$$C\dot{x}_2 = \frac{1}{x_2} (v_{in}x_1 - x_4x_3) \tag{4.19}$$

C değeri 1/C olarak denklemde karşıya yazılırsa:

$$\dot{x}_2 x_2 = \frac{1}{C}\left(v_{in} x_1 - x_4 x_3 \right) \tag{4.20}$$

$y = {x_2}^2$ olarak yani çıkış voltajının karesi şeklinde tanımlarsak dinamik modeli aşağıdaki şekli alır:

$$\dot{y} = \frac{E^2}{C}\beta + p(t) \tag{4.21}$$

Burada $p(t) = \frac{E^2}{C}\beta\, cos(2\omega t) - \frac{2}{C} x_3 x_4$'dür. Denklem (4.21)'de model p(t) sinyali ile karıştırılan bir integratördür. Denetleyici tasarımı ise tamamlanmış olup aşağıdaki ortalama dinamik modeli:

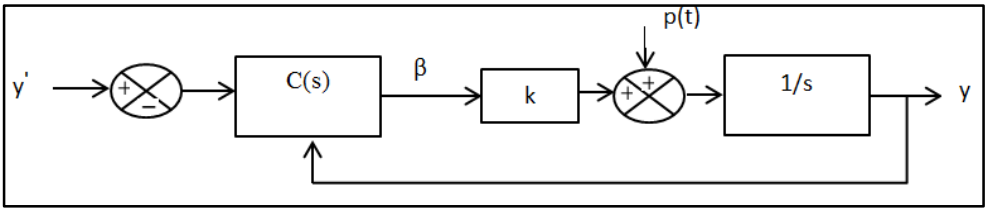
$$\dot{\bar{y}} = k\bar{\beta} + \bar{p}(t) \tag{4.22}$$

şeklindedir. Bu denklemdeki $k, \bar{\beta}, \bar{y}, \bar{p}(t)$değerleri ise aşağıdaki denklemlerde ifade edildiği üzeredir.

$$k = \frac{E^2}{C} \quad , \quad \bar{\beta} = \frac{1}{T}\int_0^T \beta dt$$
$$\bar{p}(t) = \frac{2}{CT}\int_0^T x_3 x_4 dt \quad , \quad \bar{y} = \frac{1}{T}\int_0^T y dt \tag{4.23}$$

Denklem (4.22) aşağıda transfer fonksiyonu $C(s)$ şeklinde verilen basit bir Oİ denetleyici ile stabilize edilmektedir. Oİ denetleyici blok şeması ise Şekil.4.7'de verilmektedir.

$$C(s) = k_p + k_i \frac{1}{s} \tag{4.24}$$



Şekil 4.7: Voltaj döngüsü blok diyagramı.

Kapalı çevrimde çıkış sinyali y, referans sinyal y^* ve p(t) sinyaline aşağıdaki denklem ile bağlıdır.

$$Y(s) = F(s).Y^*(s) + G(s).P(s) \tag{4.25}$$

F(s) ve G(s) fonksiyonları ve fonksiyonlarda bulunan sabitlerin değerleri:

$$\begin{gathered} F(s) = \frac{1+\tau_1 s}{1+\frac{2\xi}{\omega_0}s+\frac{s^2}{{\omega_0}^2}} \quad , \quad G(s) = \frac{\tau_2 s}{1+\frac{2\xi}{\omega_0}s+\frac{s^2}{{\omega_0}^2}} \\ \tau_1 = kk_p/k_i \quad , \quad \tau_2 = 1/k_i \\ \omega_0 = \sqrt{k_i}, \quad \xi = \frac{1}{2}\frac{kk_p}{\sqrt{k_i}} \end{gathered} \tag{4.26}$$

Transfer fonksiyonundaki çıkış geriliminin karesi y ve referans değeri y^* ilişkisi ;

$$\lim_{t\to\infty}(y^* - y) = 0 \tag{4.27}$$

önerilen denetleyicinin iyi bir takip hatası olduğunu göstermektedir. [31]

4.2.2. Sonuçlar

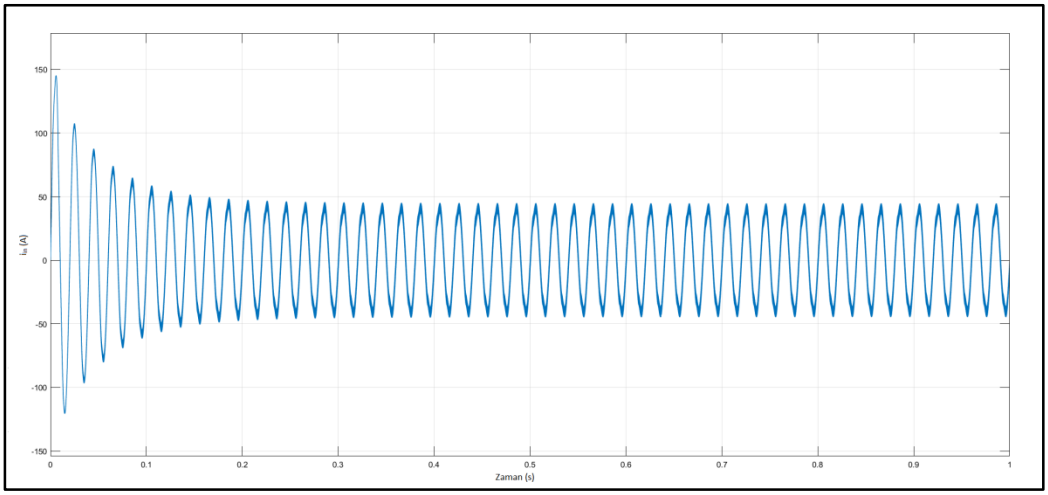
Tasarlanan denetleyicinin performansı MATLAB/Simulinkte simüle edilerek doğrulanmıştır. Tek fazlı AA-AA çevirici çeviricinin simulink modeli, R=10Ω L=2mH değerindeki pasif bir RL yüküyle yüklenerek çıkışta gerilim ve akım dalga şekilleri elde edilmiştir. AA-AA çevirici modelinin girişinde 325V ve frekansı 50Hz olan bir gerilim vardır.

DA bara voltajı (Vdc) referans değeri 700V olarak ayarlandığında ve çıkış voltajı (Vout) 230Vrms ve 50Hz'ye eşit bir genlikte bir sinüzoidal sinyal olduğunda

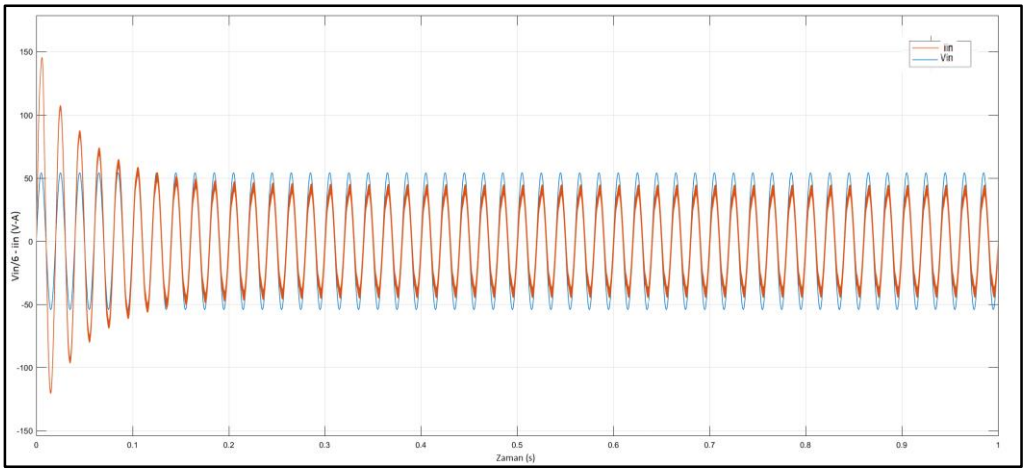
aşağıdaki simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Şekil 4.8, AA-AA çeviricinin ilk bölümünde bulunan AA-DA dönüştürücü giriş akımının sinüsoidal olduğunu göstermektedir. Şekil 4.9' da giriş akımı ve giriş voltajının sinüzoidal ve aynı fazda olduğu görülmektedir. Buda güç faktörü düzeltmesi için geri adımlamalı denetim yaklaşımı ile tasarlanan denetleyici 1 çevriminin mükemmel bir şekilde gerçekleştirildiğini gösterir.

Şekil 4.10 ve 4.11, DA-AA dönüştürücü çıkış voltaj değerini ve referans çıkış voltaj değeri ile karşılaştırılmasını göstermektedir. İstenen genlik ve frekansta sinüsoidal dalga formunda bir çıkış voltajı elde edilmiştir.

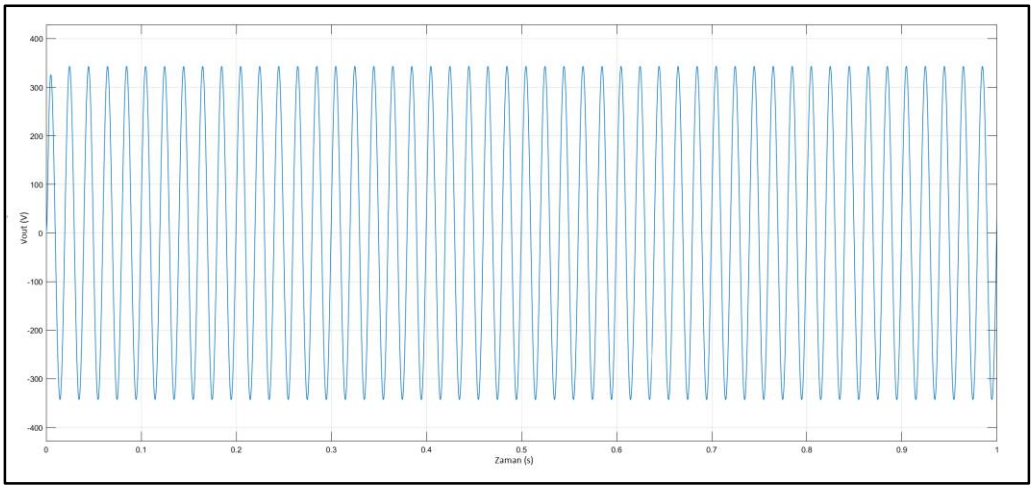
Şekil 4.12 DA-bara geriliminin, referans voltaj değerine (700V) kısa bir sürede ulaşarak takip ettiğini göstermektedir. Son olarak Şekil.4.13 ve 4.14'de μ_1 ve μ_2 denetim sinyallerinin 1, -1 arasında sınırlandırılmış oldukları görülmektedir. Şekil.4.15 ve 4.16'te geri adımlamalı denetleyici tasarımında kullanılan ve sıfıra yakınsamasını istediğimiz e_1, e_4 takip etme hatalarının grafikleri görülmektedir.



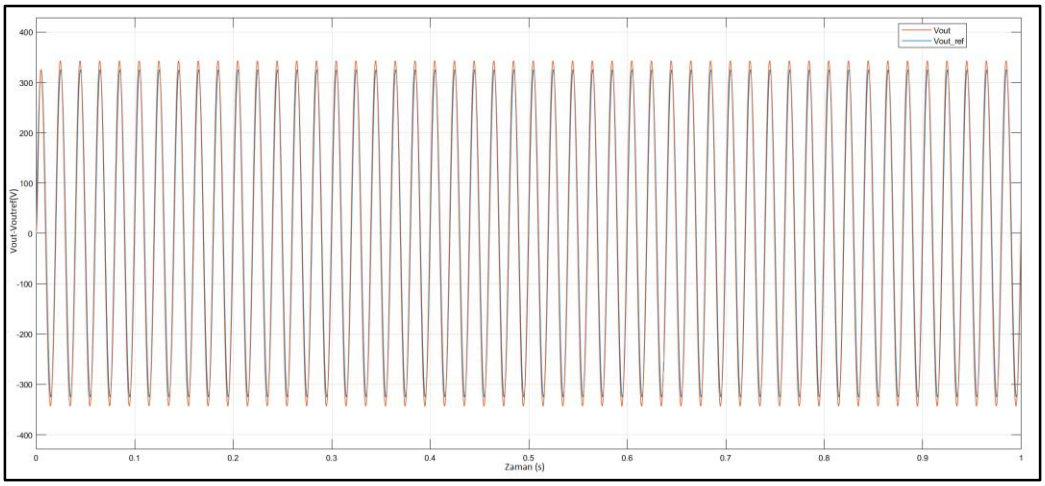
Şekil 4.8: Giriş akımı i_{in}.



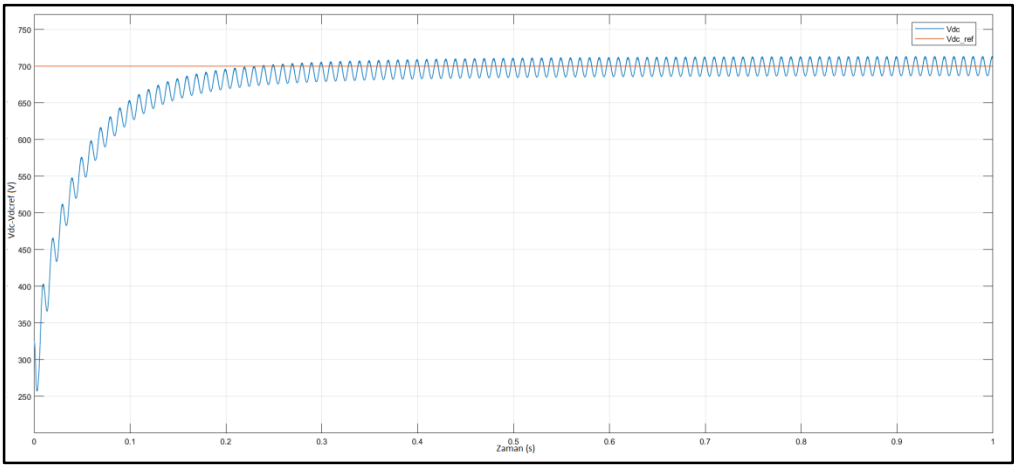
Şekil 4.9: Giriş voltajı V_{in} ($V_{in}/6$) ve giriş akımı i_{in}.



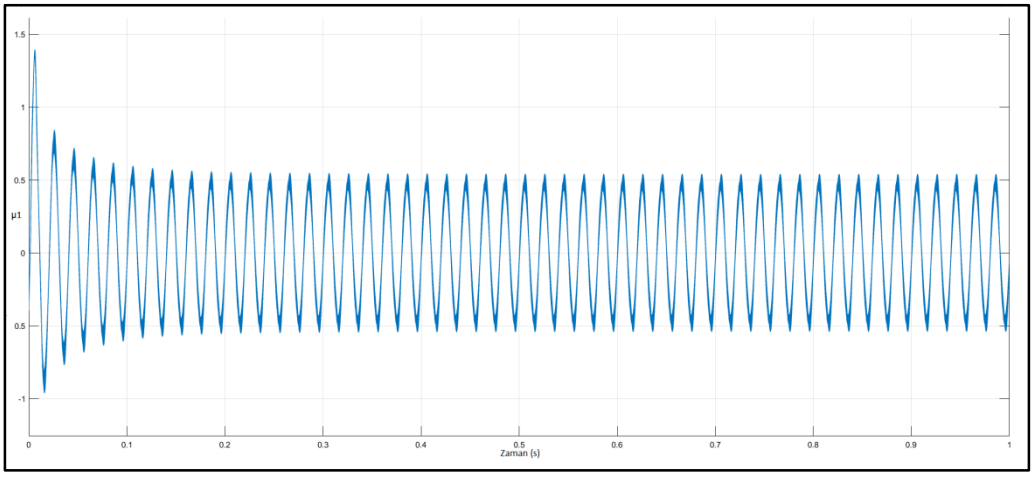
Şekil 4.10: Çıkış voltajı V_{out}.



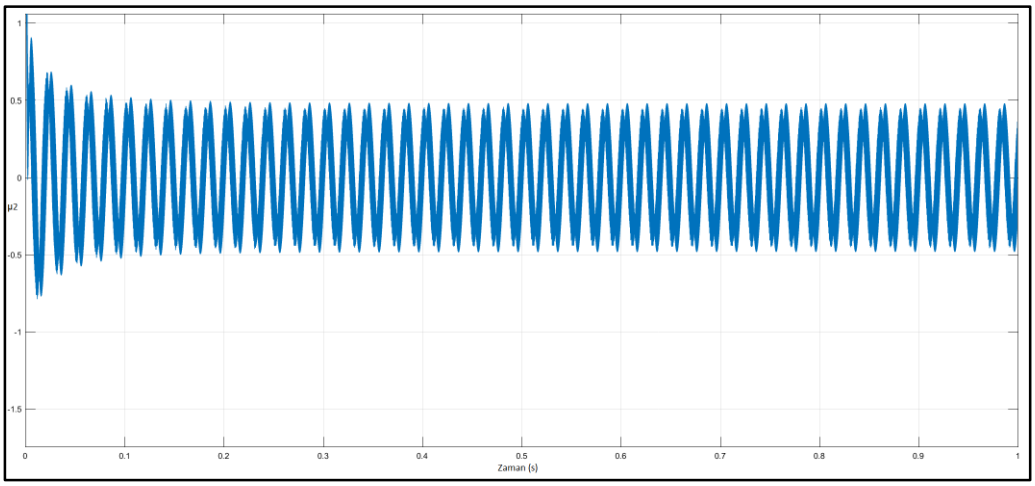
Şekil 4.11: Çıkış voltajı V_{out} ve referans çıkış voltajı V_{outref}.



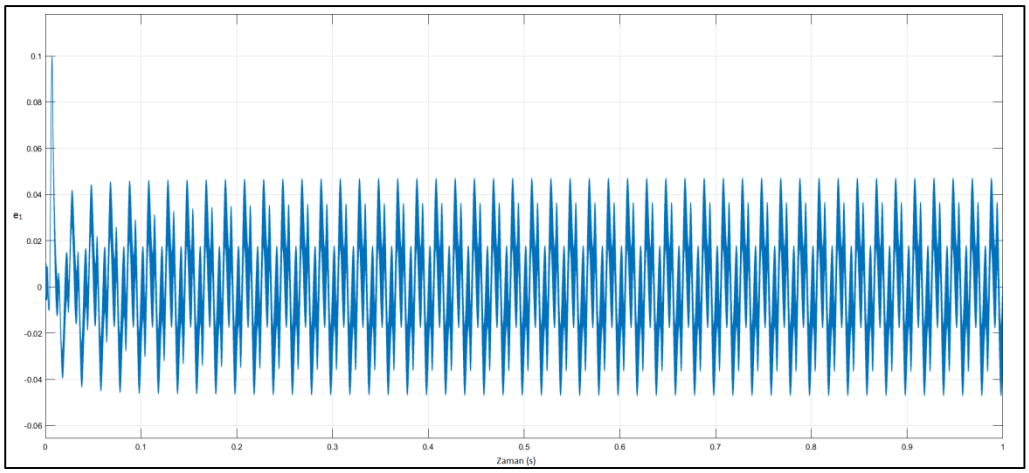
Şekil 4.12: DA-bara voltajı V_{dc} ve V_{dcref}.



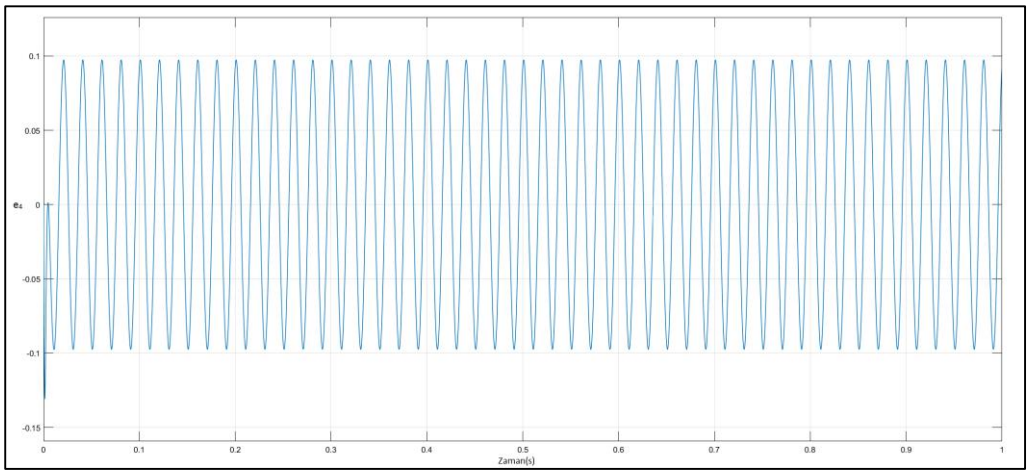
Şekil 4.13: Denetim sinyali μ_1.



Şekil 4.14: Denetim sinyali μ_2.



Şekil 4.15: Takip etme hatası e_1.



Şekil 4.16: Takip etme hatası e_4.

4.2.3. Kayan Kipli Denetleyici Tasarımı

Güç faktörünün düzeltilmesi için tasarlanan denetleyici 1 giriş akımının sinüzoidal ve giriş gerilimi ile aynı fazda olmasını sağlamaktadır. Bu denetim döngüsünün temel yapısı Şekil 4.4'de olduğu gibidir. x_1 giriş akımı , $x_1{}^* = \beta v_{in}$ formunda bir referans olmak üzere x_1 akımını takip etme hatası e_1 aşağıdaki şekilde tanımlanmıştır.

$$e_1 = L_1(x_1 - x_1{}^*) \tag{4.28}$$

Denetleyici 1 tasarımı için, denge durumunda sistemi kararlı kılacak kayma yüzeyi;

$$S(x) = k_1 e_1 \tag{4.29}$$

olarak seçilmiştir. Denklem (4.29) ifadesinde kullanılan k_1 pozitif tanımlı denetim sabitidir.

Kayma yüzeyi ifadesi denklem (4.29) ’un zamana göre türevi alınarak:

$$\dot{S(x)} = k_1 \dot{e}_1 \tag{4.30}$$

denklemi elde edilir. Kayan kipli denetim tasarım tekniği kullanılarak sistem kararlılığını $S(x) = \dot{S}(x) = 0$ olacak şekilde seçilir ve denklem (4.2.a), (4.3), (4.29) ve (4.30) kullanılarak aşağıdaki eşitlik elde edilmiştir.

$$0 = k_1\{L_1(\dot{x}_1 - \dot{x}_1^*)\} = k_1\{-r_1 x_1 + V_{in} - \mu_1 x_2\} - k_1 L_1 \dot{x}_1^*$$

$$\mu_{1eq} = \frac{1}{k_1 x_2}\{-k_1 r_1 x_1 + k_1 V_{in} - k_1 L_1 \dot{x}_1^*\}$$

$$\mu_{1eq} = \frac{1}{x_2}\{-r_1 x_1 + V_{in} - L_1 \dot{x}_1^*\} \tag{4.31}$$

Denetim işareti $\mu_1 = \mu_{1eq} + \mu_{in}$ eşitliğinden oluşmaktadır μ_{in}. değeri ise aşağıda denklem (4.32)’te verildiği gibidir.

$$\mu_{in} = \left[\frac{\partial S}{\partial x} B(x)\right]^{-1} \hat{\mu}_{in} = -\frac{1}{k_1 x_2} \cdot \alpha_1 \cdot \mathrm{Sgn}(S(x)) \tag{4.32}$$

Burada α_1 pozitif tanımlı bir denetim kazancı olup $\mathrm{Sgn}(S(x))$ aşağıdaki gibi tanımlanmış standart işaret fonksiyonudur;

$$\mathrm{sgn}\big(s(x)\big) = \begin{cases} +1 \text{ ise } s(x) > 0 \\ 0 \text{ ise } s(x) = 0 \\ -1 \text{ ise } s(x) < 0 \end{cases} \tag{4.33}$$

Denklem (4.31) ve (4.32) kullanılarak AA-AA çevirici devremizin AA-DA çevirici(doğrultucu) tarafındaki giriş akımını düzenlemek üzere kullanılacak olan denetim sinyali μ_1 elde edilmiştir.

$$\mu_1 = \frac{1}{x_2}\{-r_1x_1 + V_{in} - L_1\dot{x}_1^*\} - \frac{1}{k_1x_2}\cdot\alpha_1\cdot \mathrm{Sgn}(S(x)) \tag{4.34}$$

Denetleyici 2 devrenin DA-AA evirici tarafındaki x_4 çıkış geriliminin istenilen referans $x_4{}^* = = \sqrt{2}E\sin(\omega t)$ değerine düzenlenmesini denetler. e_4 hata sinyali denklem (4.7)'de verildiği gibidir. Denklem (4.7)'nin iki kere türevi alınarak ve denklem (4.2.c) kullanılarak aşağıdaki denklem (4.35) elde edilir.

$$\ddot{e}_4 = \frac{1}{L_2}(-r_2x_3 - x_4 + \mu_2x_2) - \frac{di_L}{dt} - C_2\ddot{x}_4^* \tag{4.35}$$

Denetleyici 2 tasarımı için, denge durumunda sistemi kararlı kılacak kayma yüzeyi;

$$S(x) = k_4e_4 + \dot{e}_4 \tag{4.36}$$

elde edilir. Kayan kipli denetim tasarım tekniği kullanılarak sistem kararlılığını $\dot{S}(x) = 0$ olacak şekilde seçilir ve denklem (4.37) yeniden düzenlenirse;

$$k_4\{x_3 - i_L - C_2\dot{x}_4^*\} + \frac{1}{L_2}(-r_2x_3 - x_4) + \frac{1}{L_2}\mu_2x_2 - \frac{di_L}{dt} - C_o\ddot{x}_4^* = 0 \tag{4.37}$$

elde edilir. Denetim sinyali μ_2 denklem 4.38'te olduğu şekilde elde edilir.

$$\mu_2 \triangleq \frac{L_2}{x_2}\{-k_4(x_3 - i_L - C_2\dot{x}_4^*) - \alpha_2\mathrm{Sgn}(S(x))\} - \frac{1}{x_2}(-r_2x_3 - x_4) + \frac{L_2}{x_2}\frac{di_L}{dt} + \frac{C_2L_2}{x_2}\ddot{x}_4^* \tag{4.38}$$

Denklem (4.35)'da $k_4$ve α_2 pozitif tanımlı denetim kazançları olup $\mathrm{Sgn}(S(x))$ ise denklem (4.29) ve (4.30)'da tanımlanan standart işaret fonksiyonudur.

4.2.4. Sonuçlar

AA-AA çevirici devresi DA-bara voltaj regülasyonu için tasarlanan Denetleyici 3 daha önce tasarlanan Oİ denetleyicidir. Denetleyici 1, Denetleyici 2 ve Denetleyici 3'ün performansları MATLAB/Simülinkte simüle edilerek doğrulanmıştır. Elde edilen akım, gerilim ve denetim sinyallerinin grafikleri aşağıda verilmiştir.

DA-bara voltajı (Vdc) referans değeri 700V olarak ayarlandığında ve çıkış voltajı (Vout) 230Vrms ve 50Hz'ye eşit bir genlikte bir sinüzoidal sinyal olduğunda aşağıdaki simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Şekil 4.17, AA-AA çeviricinin ilk bölümünde bulunan AA-DA dönüştürücü giriş akımının sinüsoidal olduğunu göstermektedir. Şekil 4.18'da giriş akımı ve giriş voltajının sinüzoidal ve aynı fazda olduğu görülmektedir. Buda güç faktörü düzeltmesi için kayan kipli denetim yaklaşımı ile tasarlanan denetleyici 1 çevriminin mükemmel bir şekilde gerçekleştirildiğini gösterir.

Şekil 4.19 ve 4.20, DA-AA dönüştürücü çıkış voltaj değerini ve referans çıkış voltaj değeri ile karşılaştırılmasını göstermektedir. İstenen genlik ve frekansta sinüsoidal dalga formunda bir çıkış voltajı elde edilmiştir. Kayan kipli denetim yaklaşımı ile tasarlanan denetleyici 2'nin düzgün bir şekilde çalıştığı görülmüştür.

Şekil 4.21 DA-bara geriliminin, referans voltaj değerine (700V) kısa bir sürede ulaşarak takip ettiğini göstermektedir. Şekil 4.22 ve 4.23'de μ_1 ve μ_2 denetim sinyallerinin 1, -1 arasında sınırlandırılmış oldukları görülmektedir. Şekil 4.24 ve 4.25'te ise e_1 ve e_4 takip etme hatası görülmektedir.

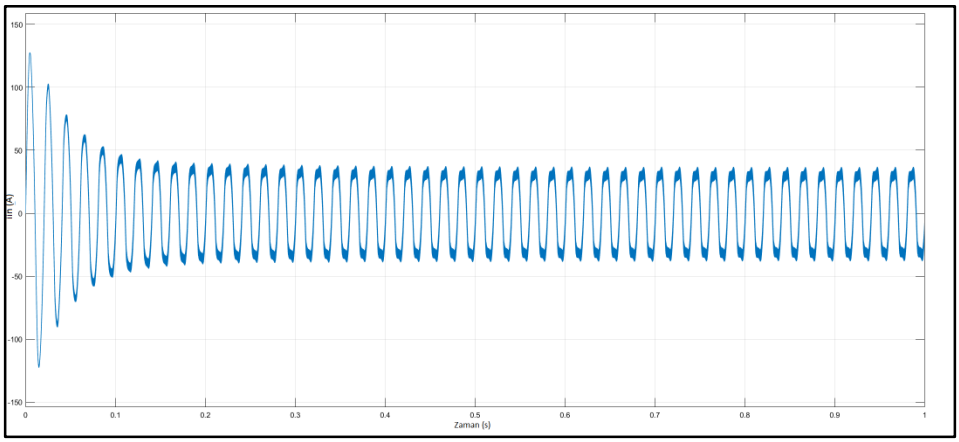
İki farklı denetleyicinin performansını karşılaştırmak için denetim sisteminin performansını niteleyen bir ölçüte gereksinim vardır. Takip etme hatası e(t) 'nin karesinin integrali değerleri 0.1 s lik benzetim süresinde, mutlak değerinin integral değerleri 1 s lik benzetim süresinde performansları ve denetimde harcadıkları güçleri karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma verileri Tablo 4.1 ve Tablo 4.2'de verilmektedir. Karşılaştırma sonucunda; geri adımlamalı denetleyicimiz, kayan kipli denetleyciye göre daha iyi takip etme hatası performansına sahiptir.

Tablo 4.1: Geri adımlamalı ve Kayan kipli denetim için performans karşılaştırma verileri (0.1 s)

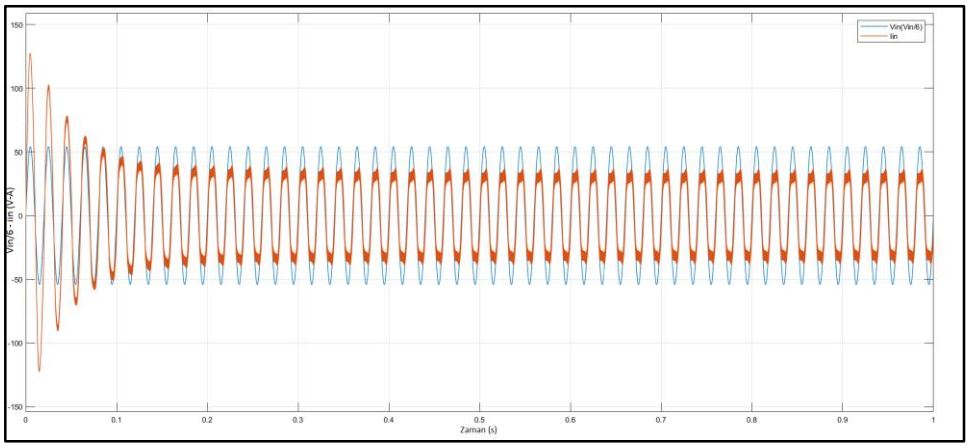
	Geri Adımlamalı Denetim	Kayan Kipli Denetim
	T=0.1 s	T=0.1 s
$\int_0^T e_1(t)^2 dt$	0.0004276	0.00174

Tablo 4.1: Geri adımlamalı ve Kayan kipli denetim için performans karşılaştırma verileri (1 s)

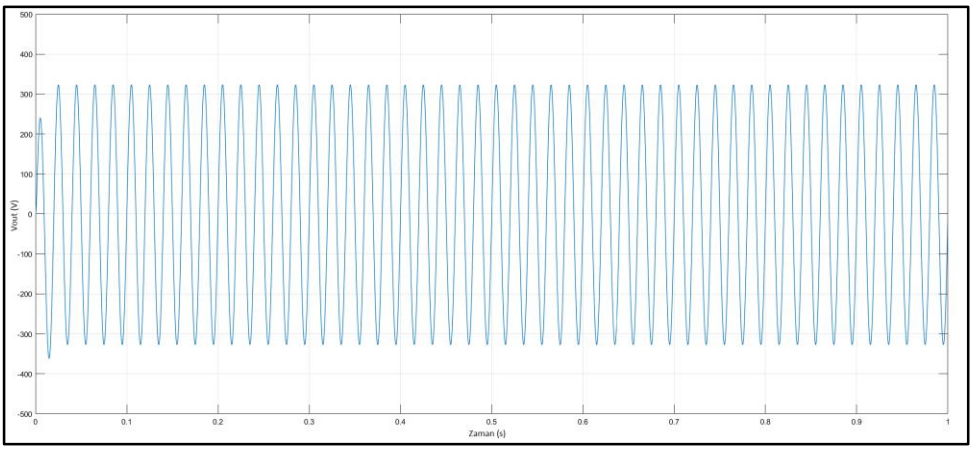
	Geri Adımlamalı Denetim	Kayan Kipli Denetim
	T=1 s	T=1 s
$\int_0^T \lvert e_1(t)\rvert\, dt$	0.01702	0.035
$\int_0^T \lvert e_4(t)\rvert dt$	0.06185	0.005843
$\int_0^T t\lvert e_1(t)\rvert dt$	0.01702	0.035
$\int_0^T t\lvert e_4(t)\rvert\, dt$	0.06185	0.005843
$\int_0^T te_1(t)^2 dt$	0.0004276	0.001739
$\int_0^T te_4(t)^2 dt$	0.004729	0.0003088



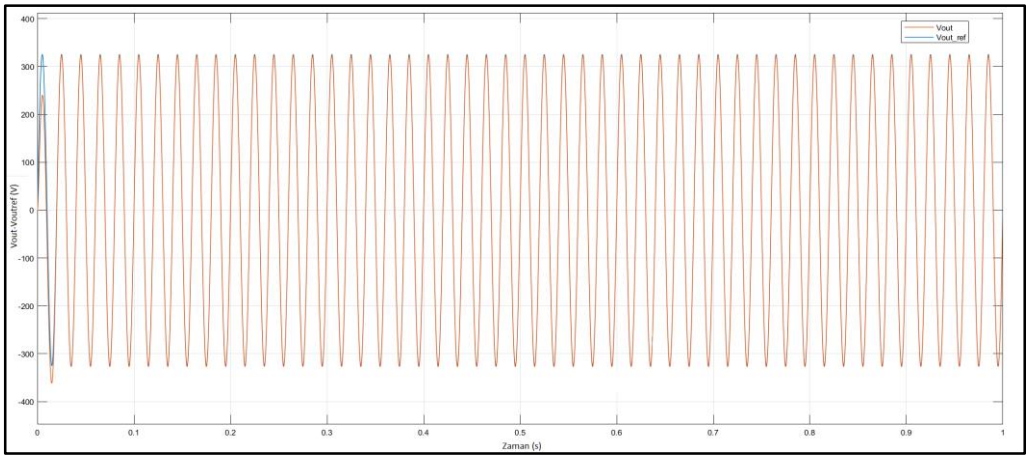
Şekil 4.17: Giriş akımı i_{in}.



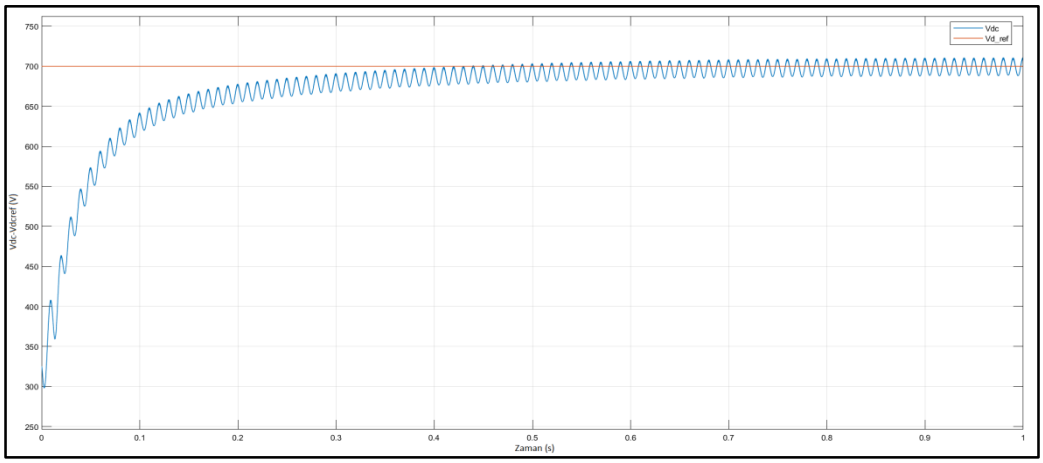
Şekil 4.18: Giriş voltajı V_{in} ($V_{in}/6$) ve giriş akımı i_{in}.



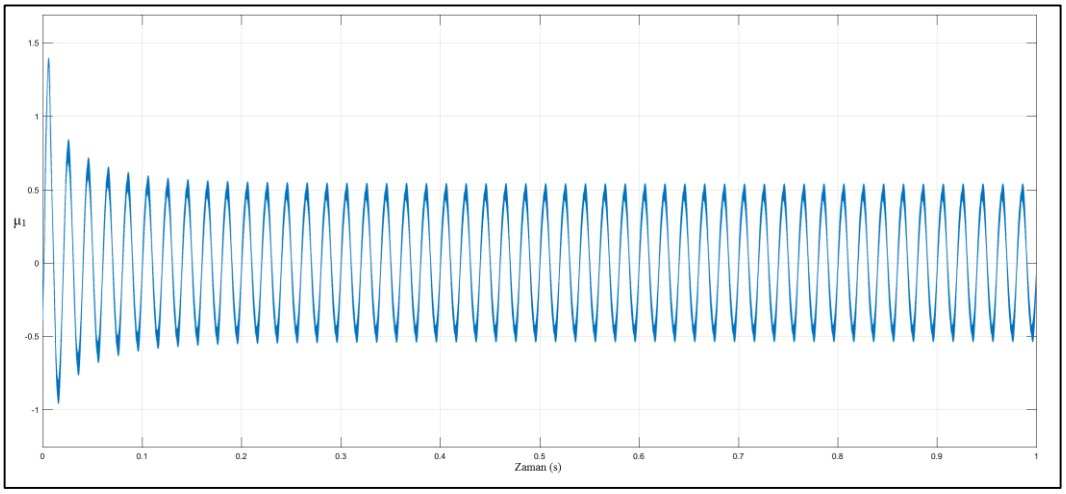
Şekil 4.19: Çıkış voltajı V_{out}.



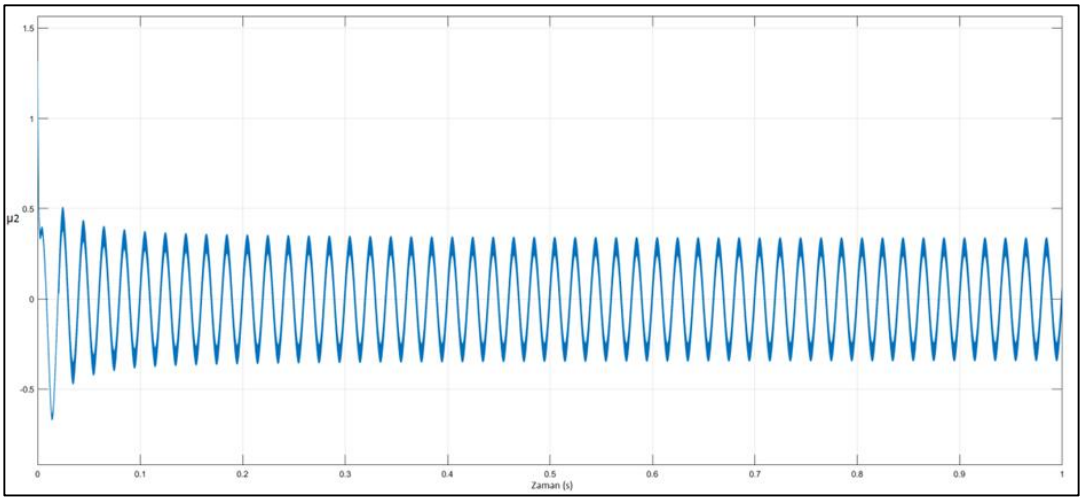
Şekil 4.20: Çıkış voltajı V_{out} ve referans çıkış voltajı V_{outref}.



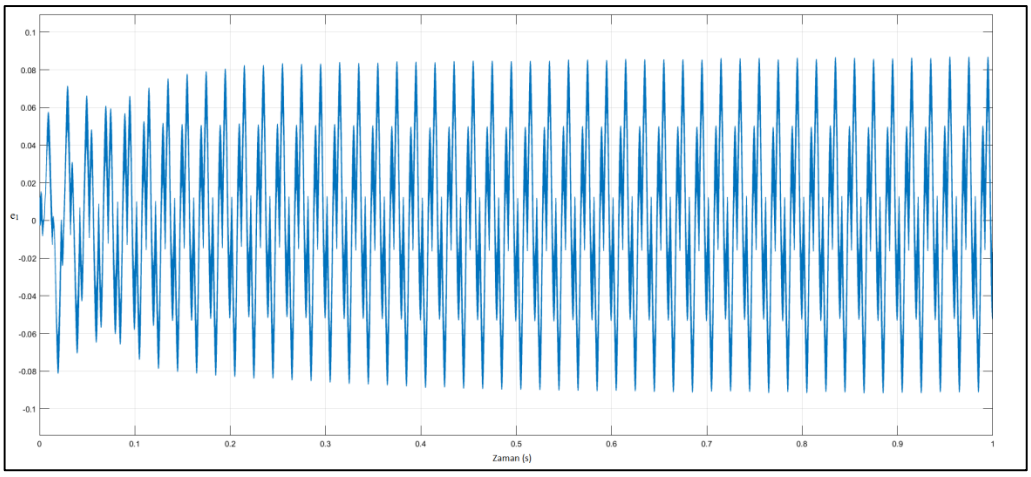
Şekil 4.21: DA-bara voltajı V_{dc} ve V_{dcref}.



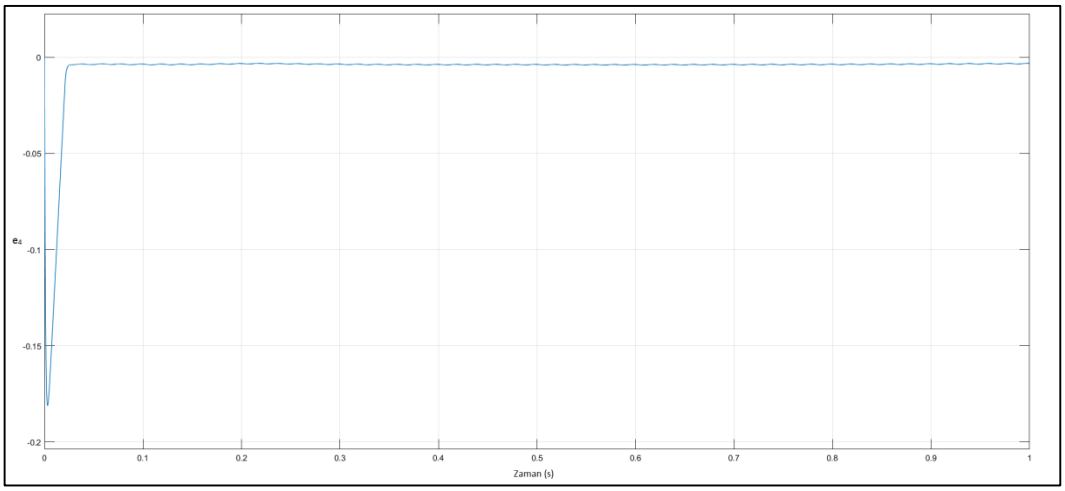
Şekil 4.23: Denetim sinyali μ_1.



Şekil 4.22: Denetim sinyali μ_2.



Şekil 4.24: Takip etme hatası e_1.



Şekil 4.25: Takip etme hatası e_4.

5. SONUÇLAR VE YORUMLAR

Bu tezde; ilk olarak AA-AA çevirici türlerinden DA-bara çevirici yapısı tek fazlı olarak tasarlanmıştır. Tasarlanan bu çeviricinin giriş ve çıkış dalga formunun genliğinin, frekansının, fazının optimal bir şekilde denetlenmesi için modern denetim yöntemlerinden Geri Adımlamalı Denetim (Backstepping Control) ve Kayan Kipli Denetim (Sliding Mode Control) uygulanmıştır. Uygulanan bu denetim yöntemleri ile AA-AA çeviricilerin denetimi daha verimli hale getirilmiş ve matematik model belirsizliği, parametre değişimleri, dış bozucu belirsizliklerini minimize etmek için denetleyici tasarımları geliştirilmiştir. Denetim sisteminin tasarımı ve denetim algoritmasının belirlenmesi üç aşamada gerçekleştirilmiştir. İlk olarak güç faktörünün düzeltilmesi için giriş akımı denetim döngüsü (Denetleyici 1) tasarlanmıştır. İkinci aşamada referans gerilim değeri ile sabitlenmiş sinüsoidal bir çıkış voltajı elde etmek için Denetleyici 2 tasarlanmıştır. Bu iki denetleyici tasarımı geri adımlamalı ve kayan kipli denetim yaklaşımları ile gerçekleştirilmiştir. DA-bara voltajını istenilen referans gerilim değerine ayarlamak için bir Oİ denetleyici tasarlanmıştır. İlk iki yöntemin kararlılığı genel Lyapunov kararlılık ilkelerine dayalı olarak yapılmıştır. Tasarlanan denetim yöntemleri Matlab simulink ile benzetimi yapılmış ve istenilen akım ve gerilim değerleri elde edilmiştir.

Simülasyonlardan da görüleceği gibi giriş akımı ve giriş voltajının sinüsoidal ve aynı fazda olduğu görülmektedir. Buda güç faktörü düzeltmesi için geri adımlamalı ve kayan kipli denetim yaklaşımı ile tasarlanan denetleyici 1 çevriminin tatmin edici bir şekilde gerçekleştirildiğini gösterir. Çıkış voltaj değeri referans çıkış voltaj değeri ile karşılaştırılmış, denetleyici 2 ile istenilen genlik ve frekansta sinüsoidal dalga formunda bir çıkış voltajı elde edilmiştir. Oİ denetleyici ile DA-bara gerilimi referans voltaj değerine kısa bir sürede ulaşarak takip etmiştir.

Temel amaç AA-AA çevirici devresi için güç faktörünün düzeltilmesi, DA-bara regülasyonu ve çıkışta sinüsoidal bir gerilim elde etmektir. Böylece çalışma ve enerji verimliliği bakımında daha iyi bir çevirici tasarlanmıştır. Simülasyon sonuçları bu amaca uygunluğu ispatlamaktadır. Ayrıca bu tezde geri adımlamalı ve kayan kipli denetim yöntemlerinin performans ölçütleri değerlendirilmiştir. Takip etme hatası referans alınarak yapılan hesaplar göz önüne alındığında geri adımlamalı denetleyicimiz, kayan kipli denetleyciye göre daha iyi takip etme hatası performansına sahiptir.

KAYNAKLAR

[1] Sozanski K., (2013), “Digital Signal Processing in Power Electronics Control Circuits”, 2nd Edition, Springer-Verlag London.

[2] Luo F.L., Ye H., Rashid M., (2005), “Digital Power Electronics and Applications”, 1st Edition, Elsevier.

[3] Rashid M.H., (2011), “Power Electronics Handbook”, 3rd Edition, Elsevier.

[4] Ardam H., (2002), “Bulanık Mantık Denetimli Bir AC/AC Konvertör”, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi.

[5] Adıgüzel T., (2007), “Geribeslemeli Doğrusallaştırma Metoduna Dayalı Doğrusal Olmayan Kontrol Tasarımı”, Doktora Tezi, Ankara Üniversitesi.

[6] Lu Q., Sun Y., Mei S., (2001), “Nonlinear Control Systems and Power System Dynamics”, 2001 Edition, Springer.

[7] Brockett R. W., Wood J. R., (1984), “Understanding power converter chaotic behavior mechanisms in protective and abnormal modes,” in Proceedings of 11th Annual International Power Electronics Conference (Powercon '84), E-14–E-15, Dallas, Texas, USA, 10-12 April.

[8] Benkahla M., Taleb R., Boudjema Z., (2016), “Comparative Study of Robust Control Strategies for a Dfig-Based Wind Turbine” IJACSA**.**

[9] Der-fa C., Kai-Chao Y., (2009), “A Novel Sliding-Mode Controller Design for a Matrix Converter Drive System”, 9th International Conference on Hybrid Intelligent Systems, Shenyang, China, 12-14 August.

[10] Malesani L.,Rossetto L., Tenti P., Tomasin P., (1995), “AC/DC/AC PWM Converter with Reduced Energy Storage in the DC Link”, IEEE Transactions on Industry Applications.

[11] Joshi R.R., Gupta R.A., Wadhwani A.K, (2007), “Adaptive Backstepping Controller Design and Implementation for a Matrix-Converter-Based IM Drive System”, Journal of Theoretical and Applied Information Technology, 28-41, Islamabad, Pakistan.

[12] Heinemann G., Leonhard W, (1990) “Self-tunin Field Orientated Control of an Induction Motor Drive”, Proceedings of International Power Electroniques Conference, Shinjuku Tokyo, Japan, 2-6 April.

[13] Silva N.M., Martins P.A., Carvalho S.A., (2002) “Torque and Speed Modes Simulation of a DTC Controlled Induction Motor”, Proceedings of the 10th Mediterranean Conference on Control and Automation , Lisbon, Portugal, 9-12 July.

[14] Elfadili A., Giri F., Ouadi H., El Magri A., Dugard L., Abouloifa A., (2010), “Induction Motor Control through AC/DC/AC Converters”, American Control Conference-ACC2010, Baltimore, Maryland, USA, 30 June - 2 July.

[15] Bose B.K., (1986), “Power Electronics and AC Drives” Englewd Cliffs, NJ: PrenticeHall.

[16] Szczesniak P., (2013), “Three-phase AC-AC Power Converters Based on Matrix Converter Topology”, Springer.

[17] Kaynak M.O., (1988) “Güç Elektroniği: Elemanları, Devreler ve Sistemler”, Boğaziçi Üniversitesi Yayınları.

[18] Wheeler P., Rodriguez J., Clare J., Empringham L., Weinstein A., (2002), “Matrix converter: A technology review”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 276-288, Liverpool, UK, May.

[19] Külekçioğlu A., (2003), “Değişken Gerilim ve Frekanslı Tek Fazlı AC-AC Çeviriciden Beslenen Asenkron Motor Sürücü Tasarımı”, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi.

[20] Bernet S., Ponnaluri S., Teichmann R., (2002), “Design and Loss Comparison of Matrix Converters,and Voltage-Source Converters for Modern AC Drivers”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 304 – 314, Liverpool, UK, May.

[21] Khalil H.K., (2002), “Nonlinear Systems”,3rd Edition, Prentice Hall.

[22] Trigo G., (2011), “Robust and Adaptive Nonlinear Attitude Control of a Spacecraft”, MSc Thesis, Instituto Superior T´ecnico, Universidade de Lisboa.

[23] Santana C.M.P., (2016), “Backstepping Control of a Photovoltaic DC/AC Converter”, Master Thesis,Tecnico Lisboa.

[24] Cooper D.M., (2005), “Nonlinear Tracking by Trajectory Regulation Control Using Backstepping Method”, Master Thesis, Ohio University.

[25] Murray R.M.,Li Z., Sastry S.S., (1994), “A Mathematical Introduction to Robotic Manipulation”, 1st Edition, CRC Press.

[26] Özkan B.,(2009), “Mekatronik Sistemlerde Uygulanan Belli Başlı Kontrol Yöntemleri”,Tübav Bilim Dergisi, 302-316.

[27] Nalbantoğlu M., (2009), “Güç Sistemlerinin Kararlılığı İçin Senkron Generatörün Uyartımının Kayma Kipli Kontrolü”, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi.

[28] Erickson RW, Al-Naseem OA, (2001), “A New Family of Matrix Converters”, Proceedings of IEEE Industrial Electronics Society Conference, IECON’01, 1515–1520, Denver, USA, 29 Nov.-2 Dec.

[29] Angkititrakul S, Erickson RW, (2004), “Control and Implementation of a New Modular Matrix Converter”, Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC’04, 813-819, Anaheim, USA, 22-26 Feb.

[30] Venturini M, Alesina A, (1980), “The Generalized Transformer: A New Bidirectional Sinüsoidal Waveform Frequency Converter With Continuously Adjustable Input Power Factor, Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC’80, 242–252, Atlanta, USA, 16-20 June.

[31] Elmahjoub A.A., Ailane1 A., Abouloiafa A., Essadki A., Rachik M., Labriji E., (2012), “A Non-linear Controller for Single-Phase AC-AC Power Converter to meet UPS Performance Index”, International Journal of Computer Science Issues,71-76.

[32] Hacıoğlu Y., (2009), “Mekanik Sistemlerin Geri Adımlamalı (Backstepping) Kontrolü”, Doktora Tezi, İstanbul Üniversitesi.

[33] Khıdır T.C., (2009), “Belirsizlik İçeren Nonlineer Sistemler İçin Kayan Kipli Denetim Tasarlanması”, Yüksek Lisans Tezi, Gazi Üniversitesi.

ÖZGEÇMİŞ

Nilgün UNAN Bolu'da doğdu. İlk, orta ve lise öğrenimini burada tamamladı. 2008 yılında başladığı Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü Mühendislik Fakültesi Elektronik Mühendisliği Bölümünü 2013 yılında tamamladı. Yüksek lisans eğitimine 2014 yılında Gebze Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında başladı ve halen devam etmekte.

EKLER

Ek A: Tez Çalışması Kapsamında Yapılan Yayınlar

Unan N., Şeker M., (2017), "Tek Fazlı Birim Güç Faktör Doğrultucunun Doğrusal Olmayan Denetimi: Doğrudan Olmayan Geri-Adımlamalı Yaklaşım", Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı TOK , 558-561, Istanbul, Türkiye, 21–23 Eylül.

Ek B: Benzetimde Kullanılan Parametreler

Tablo B.1.1: Benzetimde kullanılan parametre değerleri.

Giriş Gerilim Değeri	E = 230*sqrt(2) V
Giriş (Grid) Frekansı	w = 100*pi
Giriş İndüktör Değeri	L_i = 3.3e-3 H
Giriş Direnci	r_i = 30e-3
DA-bara Kapasitör Değeri	C = 4700e-6 F
Çıkış İndüktör Değeri	L_o = 2e-3 H
Çıkış Direnci	r_o = 30e-3 Ω
Çıkış Kapasitör Değeri	C_o = 2000e-6 F
Yük Direnci	R_c = 10 Ω
Yük İndüktör Değeri	L_c = 2e-3 H
Anahtarlama Frekansı	f_{pwm} = 10e3 Hz
Çıkış Gerilim Değeri	Vmax = E = 230*sqrt(2) V
Örnekleme Periyodu	Ts = 1/fsw s
Lyapunov Aday Fonksiyonu Pozitif Sabiti	k1=1000
Lyapunov Aday Fonksiyonu Pozitif Sabiti	k3 = 1000
Lyapunov Aday Fonksiyonu Pozitif Sabiti	k4 = 1000
Oİ İntegral Sabiti	ki = 4e-6
Oİ Oransal Sabiti	kp = 1e-6
Çıkış Oransal Sabiti	B = 40/E
DA-bara Referans Voltajı	Vdc_ref = 700
KKD Kazanç Sabiti	a1 = -10000
KKD Kazanç Sabiti	a2 = 10000